radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für einen volltransistorisierten Fernsteuersender

PREIS DM 2,00 · 13. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
JULI 1964 **14**

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 418

Dipl. oec. Horst Scholz
Zur Bedarfsforschung bei elektroakustischen Konsumgütern Teil II: Verbrauch und Ausstattung der Haushalte der DDR an bzw. mit Rundfunkempfängern 419

Jörg Höppner
Der Assistor – ein zukünftiges Halbleiterbauelement? 422

Klaus K. Streng
Automatische Scharfabstimmung mit Halbleiterdiode 425

Dipl.-Ing. Dieter Sager
Die Siliziumdiode OA 910 – ein modernes Bauelement zur automatischen Frequenzregelung Teil 1 428

K. Sturm
Röhreninformationen 1 Stabilisatorröhren 431

Labor- und Berechnungsunterlagen Reaktanzstufen Anwendungen (1) 433

Heinz Berger
Bauanleitung für einen volltransistorisierten Fernsteuersender 435

Ing. Eberhard Spindler
Anpassung von Halbwellendipolen an das Energiekabel 439

Dipl.-Ing. R. Schröder
Transistorverstärker mit 100 MΩ Eingangswiderstand 443

Fachbücher 445

Aus der Reparaturpraxis 447

Ing. Martin Jansen
Neue Röhrentypen aus den befreundeten Volksdemokratien (Teil 3 und Schluß) 3. U.-S.

OBSAH

Oznámení a zprávy 418

Dipl. oec. Horst Scholz
K spotřebnímu průzkumu výrobků z oboru elektroakustiky
Díl druhý:
spotřeba a vybavení domácností v NDR přijímači 419

Jörg Höppner
Assistor – budoucí polovodičový stavební prvek? 422

Klaus K. Streng
Automatické přesné vyladění pomocí polovodičové diody 425

Dipl.-Ing. Dieter Sager
Křemíková dioda OA 910 – moderní stavební prvek pro automatické řízení kmitočtu, díl prvý 428

K. Sturm
Informace o elektronkách 1
Stabilizátory napětí 431

Laboratorní a výpočtové podklady
Reaktanční stupně
Aplikace (1) 433

Heinz Berger
Stavební návod:
tranzistorizovaný vysílač pro bezdrátové řízení na dálku 435

Ing. Eberhard Spindler
Přizpůsobení půlvlnných dipólů k napáječi 439

Dipl.-Ing. R. Schröder
Tranzistorový zesilovač se vstupním odporem 100 MΩ 443

Odborné knihy 445

Z opravářské praxe 447

Ing. Martin Jansen
Nové typy elektronek ze zpřátelených LDS, díl třetí a závěr 3. str. obálky

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 418

Диплом-экономист Горст Шольц
К исследованию спроса на электроакустические товары широкого потребления Часть 2-я: Снабжение и оснащение домашних хозяйств в ГДР радиоприемниками 419

Ёрг Хёппнер
Ассистор — полупроводниковый прибор будущего? 422

Клаус К. Штренг
Автоматическая подстройка полупроводниковым диодом 425

Диплом-инж. Дитер Загер
Кремниевый диод ОА 910 — современный прибор для автоматической подстройки частоты, ч. 1-я 428

К. Штурм
Информация об электровакуумных приборах 1 Стабилитроны 431

Лабораторные и расчетные материалы Реактивные модуляторы Возможности применения, ч. 1-я 433

Гейнц Бергер
Самодельный транзисторный передатчик телеуправления 435

Инж. Эбергард Шпиндлер
Согласование полуволновых вибраторов с фидером 439

Диплом-инж. Р. Шрёдер
Транзисторный усилитель с выходным сопротивлением 100 Ком 443

Новые книги 445

Из работы ремонтных мастерских 447

Инж. Мартин Янзен
Новые типы радиоламп из стран народной демократии (ч. 3-я и окончание) 3. стр. о-и

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik.
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR.
Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,—DM

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 418

Dipl. oec. Horst Scholz
On Market Research Relating to Electroacoustic Consumers' Goods Part II: Consumption of and Equipment with Radio Receivers of Households in the G.D.R. 419

Jörg Höppner
The Assistor — a Future Semiconductor Component? 422

Klaus K. Streng
Automatic Tuning Using a Semiconductor Diode 425

Dipl.-Ing. Dieter Sager
The OA 910 Silicon Diode — a Modern Component for Automatic Frequency Control Part 1 428

K. Sturm
Vacuum-Tube Informations 1 Stabilizer Tubes 431

Laboratory and Calculation Data Reactance Stages Applications (1) 433

Heinz Berger
Instruction for the Home Construction of a Fully Transistorized Remote-Control Transmitter 435

Ing. Eberhard Spindler
Adaptation of Half-Wave Dipoles to the Energy Cable-Line 439

Dipl.-Ing. R. Schröder
Transistor Receiver with an Input Resistance of 100 MΩ 443

Technical Books 445

Repair Practice 447

Ing. Martin Jansen
New Tube Types from the People's Democracies (Part 3 and Conclusion) 3rd Cover Page

Titelbild:

Füllen der „Voreinschmelzung" mit Silizium-Elementen für Kapazitätsdioden im Labor des VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Foto: H. Blunck

UNSERE LESER SCHREIBEN

Was besagt eigentlich die Bezeichnung des Ohmwertes bei Antennenleitungen, z. B. „240-Ω-Bandleitung"? Ich habe mit einem Ohmmeter an einem Stück Leitung verschiedenes versucht, kam aber nie auf den angegebenen Wert.

H. D., Karl-Marx-Stadt

Bei Antennenleitungen (Energieleitungen) für den VHF- bzw. UHF-Bereich gibt man i. allg. den Wellenwiderstand an. Dieser ist eine theoretische Größe, die sich als Quotient von Wellenspannung und Wellenstrom rechnerisch ergibt bzw. über Umwege auch gemessen werden kann. Dieser Wellenwiderstand ist eine Wechselstromgröße, d. h., er läßt sich mit einfachen Gleichstrommessungen — noch dazu mit einem Ohmmeter — nicht erfassen.

Für den Praktiker ist vor allem wichtig, daß der Wellenwiderstand seiner Antennenenergieleitung, der Antennenfußpunktwiderstand und der Empfängereingangswiderstand übereinstimmen oder durch Transformationsglieder angepaßt werden. Nur dann wird die von der Antenne aufgenommene Energie optimal zum Empfänger übertragen. Stimmen die genannten Widerstände nicht überein, so tritt eine Fehlanpassung auf. Diese führt neben Energieverlusten auch noch zu Plastik (Überschwingen) im Bild des Fernsehempfängers.

*

Angeregt durch Ihren Artikel über den Elektrolytdrehkondensator [H. 7 (1964) S. 204 D. Red.] haben wir mit einer Versuchsserie dieser Bauart begonnen. Unter Verwendung der Erfahrungswerte der Firma „STUSSKO und BLECHINGER" gelang es uns, annähernd die gleichen Meßwerte zu erreichen. Lediglich der tan δ lag bei 0,038–0,095, was auf eine andere Zusammensetzung des Elektrolyten zurückzuführen ist. Da die Zusammensetzung des Elektrolyten zur Zeit noch unter das Betriebsgeheimnis fällt – die Versuchsserie ist noch nicht abgeschlossen – möchten wir nur mitteilen, daß unter Beigabe des Netzmittels „Filpon" eine größere Ausnutzung der Plattenoberfläche erreicht wurde. Die Kapazitätsvariante δ_c vergrößerte sich dadurch um ein Vielfaches. Mit einer Spule, siehe Bild, wurden Extremwerte von 20 Hz bis 800 MHz erreicht.

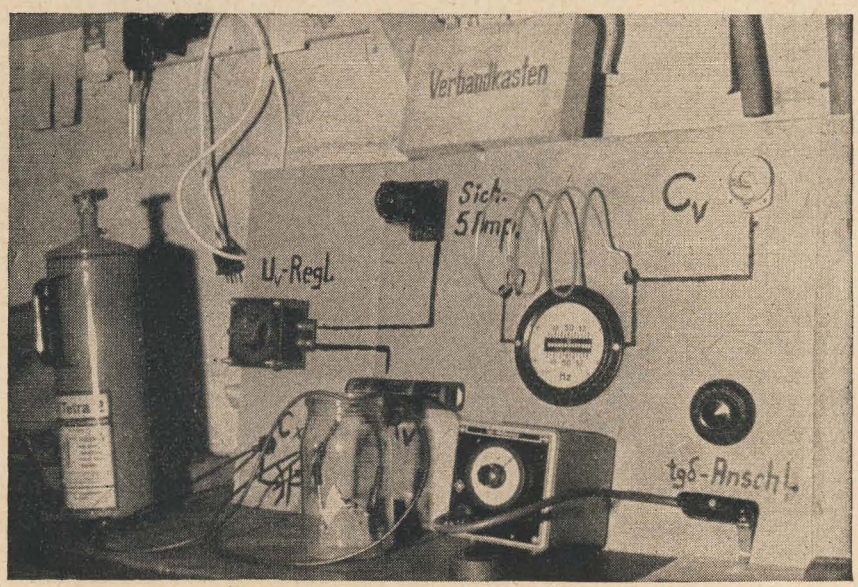
Abmessungen der Spule:

Windungszahl	3	
Länge	115	mm
Durchmesser	110	mm
Drahtdurchmesser	3,8	mm

Dieses ausnutzend begannen wir mit dem Bau eines Allwellentuners. Zu dem Tuner sei noch kurz gesagt, daß der Aufbau im Prinzip aus Transistoren, einer Spule und dem dazugehörenden Aprel-Drehko besteht. Dieser Schwingkreis schwingt von Langwelle über Mittelwelle, UKW bis in den UHF-Bereich. Dieser für den Tuner speziell angefertigte Kleinstelektrolytdrehkondensator befindet sich in einer luftdichten Höchstdruckplastikhülle. Daran angeschlossen ist, zum Auffangen des freiwerdenden Wasserstoffgases, eine Gasflasche, wie sie im Heimsprudler „Medi" Verwendung findet. Auf Grund von Berechnungen ist es möglich, den Drehko etwa 2000 Betriebsstunden ohne Entlüftung zu betreiben. Hierdurch wurde das störende Knattern des verbrennenden Knallgases unterbunden.

Durch Verwendung des von uns entwickelten Transalltuners (Transistoren-Allwellentuner) läßt sich im Zuge der Standardisierung nunmehr jeder HF-Empfänger ohne große Umbauarbeiten zu einem vollwertigen Allwellenempfänger um- und ausrüsten.

E. K., Haldensleben



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

X 2 Q 15/16 — neue Magnetköpfe für die Viertelspurtechnik ●

Thermoelektrische Kühlung ●

Transistorisierter Amplitudendiskriminator als Grenzwertschalter ●

Das Zwischenfrequenzmodulationsverfahren im UHF-Fernsehsender ●

Bauanleitung: Ein einfacher Transistorkleinstsuper ●

Nachrichten und Kurzberichte

▼ In Verbindung mit der **3. europäischen Konferenz über Elektronenmikroskopie,** die vom 26. August bis 3. September in Prag stattfindet, werden auf einer Ausstellung Elektronenmikroskope, Ausstattungen für die Mikroskopierarbeit und wichtige technische Literatur gezeigt. Bis jetzt haben 7 Länder ihre Teilnahme an dieser Ausstellung angekündigt: die Schweiz, Österreich, Schweden, Westdeutschland, Japan, Israel und Großbritannien.

▼ Ende 1963 gab es **in Japan** insgesamt etwa 16 300 Farbfernsehempfänger und 19 Mill. Schwarz-Weiß-Empfänger. Es ist anzunehmen, daß bis 1968 über 1,2 Mill. Farbfernsehempfänger in Betrieb sind, erklärte der Verband der japanischen elektronischen Industrie. Das Service-Gebiet für Farbfernsehen ist seit kurzem auf 70% des Landes ausgedehnt worden. Gegenwärtig sind die Preise für Farbfernsehempfänger dreimal so hoch wie für Schwarz-Weiß-Empfänger.

▼ 5 : 10 ≈ 37? So ähnlich rechneten wir auf der Leserbriefseite von Heft 12 (1964), als wir behaupteten, daß

$$\frac{U^2}{R} = \frac{70^2}{100\,000}$$

ungefähr 0,02 mW sei. Wir sehen ein, daß man den mathematischen Begriff „ungefähr" nicht ganz so weit dehnen darf, und entschuldigen uns bei Ihnen wegen des Versuchs, es doch zu tun.

▼ Die indische Regierung hat beschlossen, den Auftrag für den **Bau eines 1000-kW-Rundfunksenders** an ein Land zu vergeben, das die Zahlung in Rupien akzeptiert. Die aussichtsreichsten Bewerber seien die Sowjetunion, Jugoslawien und die ČSSR. An der Ausschreibung für den Bau dieses Senders, der von Kalkutta nach Südostasien ausstrahlen soll, haben sich auch einige Gesellschaften aus westlichen Ländern beteiligt; sie haben jedoch unter diesen Bedingungen keine Aussicht auf einen entsprechenden Auftrag.

▼ **Vom VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt** wurden wir gebeten, darauf hinzuweisen, daß das Gehäuse des TV-Empfängers „Sibylle 4" [radio und fernsehen 13 (1964) H. 11 S. 324, Bild 7] kein Werksentwurf ist, sondern von der Hochschule für Industrielle Formgestaltung, Halle, entworfen wurde.

Ein Spitzenerzeugnis der elektronischen Meßtechnik

Im Rahmen der neuen Geräteserie „2000" zeigte Marconi Instruments auf der Ausstellung für Meßgeräte, Elektronik und Automation (IEA-Show) vom 25. bis 30. Mai 1964 in London als Spitzenerzeugnisse den transistorisierten Breitbandmeßsender TF 2002 und den ebenfalls transistorisierten Zähler und Zeitmesser TF 2401. Der neue Meßsender überstreicht den Frequenzbereich von 10 kHz bis 72 MHz, wobei jeder der 8 Frequenzteilbereiche mit eigenem induktiv durchstimmbarem Oszillator und eigenem Ausgangskreis arbeitet. Dadurch ist eine optimale Leistung in jedem Bereich gewährleistet. Die handgeeichte fast logarithmische, geradlinige Skala ist bereichsweise von links bzw. von rechts geeicht, so daß selbst Einstellungen an extremen Frequenzpunkten schnellstens möglich sind. Quarzeichpunkte in 1-MHz-, 100-kHz- und 10-kHz-Abständen mit ± 1 kHz Seitenpunkten erlauben sehr genaue Bandbreitemessungen. Bei Trägerfrequenzen über 100 kHz kann eine direkt ablesbare Feinverstimmung mit einer Auflösung von 0,025%, bezogen auf den Träger, mit Quarzgenauigkeit geeicht werden. Die Ausgangsspannung von max. 2 V EMK an 50 Ω ist mit Schaltschritten von 1 dB und 20 dB regelbar. Dabei wird die Ausgangsamplitude über den gesamten Frequenzbereich konstant gehalten. Ein eingebauter durchstimmbarer NF-Generator ermöglicht Amplitudenmodulation bis 100%. Durch eine wirksame Gegenkopplung ist eine gute Modulationsqualität bis 80% sichergestellt, wobei die Modulationstiefe unabhängig von der Trägerfrequenzeinstellung und Ausgangsspannung konstant bleibt. Der neue Meßsender kann von außen frequenz- oder phasenmoduliert werden. Die Stromversorgung kann vom Netz oder aus einer Batterie erfolgen. Durch ausgereifte Konstruktion ist das Volumen bei einem Gewicht von nur 23 kp außerordentlich gering.
Der neue volltransistorisierte Zähler und Zeitmesser TF 2401 für Direktzählung bis 50 MHz (mit Convertereinschub bis 500 MHz) ermöglicht Frequenzmessungen, Periodendauermessungen mit Periodenvervielfachung, Zeitintervallmessungen und Zählungen während eines von außen gesteuerten Zeitintervalls. Beste Lesbarkeit des Zählergebnisses verbürgt eine achtstellige Großsichtanzeige mit Speicher und echter Dimensionsanzeige. An einer Ausgangsbuchse stehen Zeitmarken in dekadischer Abstufung zwischen 1 μs und 100 s zur Verfügung. Die Quarzstabilität wird mit ± $2 \cdot 10^9$ angegeben. Druckeranschluß zur Registrierung der Zählergebnisse und die Möglichkeit einer Fernsteuerung sind vorhanden.
Das in Steckkartentechnik aufgebaute Gerät, das als Kastengerät oder für Gestelleinbau lieferbar ist, wiegt nur 17 kp.

Ein modernes Analyse-Gerät aus Freiberg

Ein Gerät zur röntgenografischen Untersuchung der Feinstruktur kristalliner Substanzen ist in gemeinsamer Arbeit von Forschungsgemeinschaften des Instituts für Röntgenkunde und Metallphysik der Dresdner Technischen Universität und des VEB Freiberger Präzisionsmechanik entwickelt worden. Der Freiberger Betrieb hat bereits die Produktion dieses Horizontalzählrohrgoniometers HZG 1 aufgenommen.
Mit dem HZG 1 können die chemischen Bestandteile fester oder pulverförmiger – bei Benutzung eines zusätzlichen Röntgen-Fluoreszenzaufsatzes auch flüssiger – Präparate mit höchster Präzision identifiziert werden. Dabei lassen sich die Ergebnisse wesentlich schneller und somit ökonomischer erzielen als mit herkömmlichen chemischen Analysen. In der Festkörperphysik dient das HZG 1 z. B. zur Prüfung von Halbleitermaterialien.

Zweisprachiger Fernsehbegleitton in der UdSSR

Auch in der Sowjetunion steht das Problem, den Begleitton von Fernsehsendungen zweisprachig zu senden. Eine Lösungsmethode besteht in folgendem: Mit dem die eine Sprache enthaltenden ersten NF-Signal wird ein Träger frequenzmoduliert, wobei der Frequenzhub 40 kHz beträgt. Für das die andere Sprache enthaltende zweite NF-Signal wird ein 23,4375-kHz-Hilfsträger verwendet. Die Frequenz des Hilfsträgers wurde mit Rücksicht auf die Störung durch das Bildsignal und die Notwendigkeit der Synchronisierung der Hilfsträgergeneratoren auf der Sender- und auf der Empfängerseite (die Hilfsträgerfrequenz beträgt 2/3 der Zeilenfrequenz) gewählt. Die Hilfsträgerfrequenz wird mit dem zweiten NF-Signal amplitudenmoduliert. Nur das obere 7 kHz breite Seitenband wird übertragen. Der sich durch dieses Signal ergebende Frequenzhub beträgt 15 kHz.
Bei einem TV-Empfänger ist nur das erste NF-Signal wahrnehmbar, da das menschliche Ohr Frequenzen oberhalb 20 kHz nicht verarbeiten kann. Soll das zweite Signal zu hören sein, wird der TV-Empfänger mit einem Adapter ausgestattet. Das Einseitenbandsignal wird mit Hilfe eines Bandpasses (Durchlaßbereich 23,5 bis 30,5 kHz) aus dem empfangenen und demodulierten Signalgemisch ausgesiebt, verstärkt und einem Umsetzer zugeführt. Dieser erhält von einem 23,4375-kHz-Generator, der durch eine aus dem Zeilentrafo gewonnene 47-kHz-Frequenz synchronisiert wird, die benötigte Hilfsträgerfrequenz. Der am Umsetzerausgang vorhandene zweite Begleitton wird dem NF-Verstärker des TV-Empfängers zugeführt.
Die Anlagen wurden bereits Ende 1963 in den „Telezentren" in Taschkent, Tallin und Tbilissi installiert; in Kürze werden auch Alma-Ata, Karaganda, Düschambe, Baku, Jerewan, Vilnius u. a. Städte solche Anlagen erhalten.

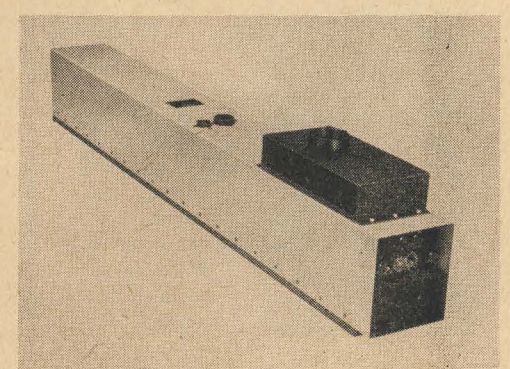
Neue Laser-Geräte

Festkörper-Laser

Die Radio Corporation of America (RCA) gab die erfolgreiche Erprobung eines neuen Festkörper-Lasers bekannt.
Das System enthält sowohl einen Halbleiter-Laser auf GaAs-Basis wie auch Halbleiter-Kühlung. Der Hauptfortschritt wird in der thermoelektrischen Kühlung gesehen. Sie kann zu einem vollständigen Lasergerät von der Größe einer Konservenbüchse führen. Das Gerät arbeitete bei einer Temperatur von etwa – 90 °C (– 130° Fahrenheit).

Helium-Neon-Laser

Ein sehr stabiler Helium-Neon-Laser für Dauerstrichleistung wurde von der Raytheon Company entwickelt. Der neue Typ LG-10 erreicht mit Sicherheit als Minimum 100 mW Dauerstrichleistung. Er ist imstande, Erschütterungen bis zu 10 g auszuhalten, und weist ein ungewöhnliches Widerstandsvermögen gegenüber starken Temperaturschwankungen, wechselnden Beschleunigungen und extremen Umgebungsbedingungen auf, was durch seinen robusten Aufbau bedingt ist.
Obwohl sich das Anwendungsgebiet der meisten Laser dieser Art auf Laboratoriumsuntersuchungen beschränkt, kann der Raytheon LG-10 in Betriebsanlagen verwendet werden, wie auf den Gebieten der Erdsatellitenverfolgung, Nachrichtenverbindungen über große Entfernungen (Weitverkehrseinrichtungen), Zielbildüberwachung, Schnellfotografie und Strahlenerzeugung mit extrem hoher Frequenzkonstanz.
Der neue Raytheon-Laser, der nur etwa 1370 mm lang ist und weniger als 235 kp wiegt, verwendet zwei Plasma-Entladeröhren, die durch ein Prisma optisch gekoppelt sind, um einen einzigen Laserstrahl hoher Leistungsdichte aus einer Röhre in eine zweite parallele Röhre zu richten. Diese Technik macht es möglich, die hohe Ausgangsleistung von einem relativ gedrungenen Laser zu erhalten. Für die Anregung der Plasmaröhren wird bei einfacheren Anwendungen Gleichstrom verwendet.
Das Modell LG-10 ist für optimale Leistung bei 6328 Å ausgelegt, kann jedoch mit geringfügigen Änderungen kohärentes Licht bei 1,15 oder 3,39 μ erzeugen. Die Lieferfrist des neuen Lasers liegt innerhalb 90 Tagen.



radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 2. JULIHEFT 14 1964

Zur Bedarfsforschung bei elektroakustischen Konsumgütern

Teil II: Verbrauch und Ausstattung der Haushalte der DDR an bzw. mit Rundfunkempfängern

Dipl. oec. HORST SCHOLZ, Institut für Bedarfsforschung, Leipzig

Im Jahre 1963 wurde in der DDR folgendes Ausstattungsniveau der Haushalte mit elektroakustischen Konsumgütern erreicht:

Tabelle 1
Die Ausstattung je 100 Haushalte mit elektroakustischen Erzeugnissen per 31. 12. 1963 in der DDR

Erzeugnis	Ausstattung je 100 Haushalte bezogen auf Haushalte insgesamt (6466,0 TSt.)	Haushalte ohne Rentner-Haushalte (4771,0 TSt.)
(1)	(2)	(3)
Rundfunkempfänger insgesamt	141	—
davon Erstgeräte	91	—
davon Zweit-/Drittgeräte (der mit Erstgeräten ausgestatteten Haushalte)	55	—
davon Koffer- und Taschenempfänger	13	18
Fernsehempfänger	38	55
Magnettongeräte	4,2	6,0
elektrische Plattenspieler	6,3	9,0

Die DDR gehört somit in der Ausstattung mit elektroakustischen Konsumgütern zu den führenden Ländern in Europa.

Der bisherige Verbrauch der Bevölkerung und das jeweils erreichte Ausstattungsniveau haben einen entscheidenden Einfluß auf die weitere Bedarfsentwicklung. Beide Größen — Verbrauch und Ausstattung — müssen daher ständig analysiert werden. Die Analyse ist eine Voraussetzung für begründete Schlußfolgerungen auf die Bedarfsgrößen der kommenden Jahre.

Der Verbrauch der Bevölkerung an elektroakustischen Konsumgütern aller Erzeugnisgruppen nahm im allgemeinen stetig und relativ gleichmäßig zu. Der Anteil der Ausgaben der Bevölkerung für elektroakustische Erzeugnisse stieg ständig, da sich das Preisniveau dieser Waren kaum veränderte. Das stetige Anwachsen des Verbrauchs hatte eine sich ständig erhöhende Ausstattung der Haushalte mit diesen Konsumgütern zur Folge. Diese Feststellung bezieht sich allerdings ausschließlich auf die Wert- und Gebrauchswertgröße der Erzeugnisgruppen Rundfunk-, Fernseh- und Fonogeräte insgesamt (unter einer Gebrauchswertgröße wird in diesem Zusammenhang die Anzahl der elektroakustischen Geräte verstanden).

Hat die Ausstattung mit einer Erzeugnisgruppe (z. B. Heimsuper) oder Erzeugnisart einen bestimmten Umfang angenommen, treten im Verbrauch qualitative und strukturelle Veränderungen ein. Dies trifft sowohl für den Gesamtverbrauch an elektroakustischen Konsumgütern als auch auf den Verbrauch in einer Erzeugnisgruppe zu.

Die jährliche Verbrauchsgröße und damit der Absatzverlauf der Waren der einzelnen Erzeugnisgruppen können daher z. B. über einige Jahre hinweg recht kontinuierlich sein und sich dann sehr schnell verändern. Es können sowohl eine progressive oder degressive Steigerung als auch eine Stagnation oder Rückgang des Verbrauchs in einer bestimmten Zeiteinheit auftreten. Jede Erzeugnisgruppe hat aus diesem Grunde einen individuellen Verbrauchs- oder Absatzverlauf, der zwischen den Waren dieser Erzeugnisgruppe nochmals unterschiedlich sein kann.

Diese Behauptungen lassen sich am bisherigen Verbrauch von Waren der einzelnen Erzeugnisgruppen durch die Bevölkerung recht deutlich veranschaulichen und beweisen. Im folgenden sollen deshalb in den Erzeugnisgruppen

die Verbrauchsentwicklung insgesamt
die Entwicklung der Verbrauchsstruktur und
der Verlauf der Ausstattung der Haushalte

untersucht werden.

Erzeugnisgruppen Rundfunkempfänger

- Heimsuper, Musiktruhen und -schränke } Heimgeräte
- Koffer- und Transistortaschenempfänger, Autoempfänger } Reisegeräte

Im Bild 1 wird der Trend der Verbrauchsentwicklung bei Rundfunkempfängern insgesamt und in der Struktur veranschaulicht.

Der Gesamtverbrauch stieg bis 1953/54 ständig an. Zu diesem Zeitpunkt war eine gewisse

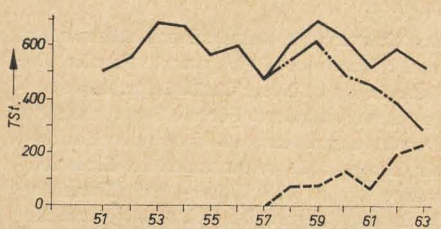


Bild 1: Die Entwicklung des Verbrauchs der Bevölkerung an Tonrundfunkempfangsgeräten 1951 bis 1963 in TSt
insgesamt
nach Heimgeräten
und Reisegeräten

Sättigungsgrenze im Ausstattungsbedarf mit einem Rundfunkerstgerät erreicht. Der Anteil des Ausstattungsbedarfs an der jährlichen Verbrauchsgröße ging von hier ab ständig zurück, während der Anteil des Ersatzbedarfs sehr schnell stieg. Auf Grund dieser Entwicklung wurde eine relativ konstante jährliche Verbrauchsgröße erreicht.

Obwohl dem Verbrauch der Bevölkerung zeitlich unterschiedlich durch die Produktionsmöglichkeiten — vor allem bei Koffer- und Transistortaschenempfängern — gewisse Grenzen gesetzt waren, zeigt sich ab 1958 doch eine starke Verlagerung der Verbrauchsstruktur zugunsten von Reiseempfängern. Eine Hauptursache für diese Entwicklung ist das erreichte

Tabelle 2

Die Entwicklung des Verbrauchs der Bevölkerung an Rundfunkempfängern von 1951 bis 1963[1])

Jahr	Verbrauch insgesamt	Verhältnis zum Vorjahr	Heimgeräte	Anteil	Reisegeräte	Anteil
	TSt.	%	TSt.	%	TSt.	%
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)
1951	510,0	—	510,0	100,0	—	—
1952	555,1	108,8	555,1	100,0	—	—
1953	686,1	123,6	686,1	100,0	—	—
1954	676,0	97,8	676,0	100,0	—	—
1955	570,0	84,9	570,0	100,0	—	—
1956	606,3	106,4	606,3	100,0	—	—
1957	486,2	80,2	486,2	100,0	—	—
1958	624,0	128,4	540,2	86,8	83,8	13,2
1959	704,3	112,8	614,4	86,8	89,8	13,2
1960	641,1	90,8	496,0	77,1	145,1	22,9
1961	530,2	82,6	458,4	86,6	71,8	13,4
1962	593,2	111,5	383,6	65,0	209,6	35,0
1963	540,0	91,0	290,0	53,6	250,0	46,4

[1]) Die Zahlen 1951 bis 1962 sind den entsprechenden „Statistischen Jahrbüchern der DDR", Kapitel: Wirtschaftsbereiche/Binnenhandel und Berechnungen des Instituts für Bedarfsforschung entnommen. Die Angaben zu 1963 basieren auf Berechnungen der IfB Leipzig. Vor 1958 wurden auch schon Reisegeräte verkauft. Ihr Anteil ist aber so gering, daß es angebracht erscheint, nur die Heimgeräte als 100% auszuweisen.

Tabelle 3

Die Entwicklung der Anzahl der Rundfunkgenehmigungen bei der Deutschen Post (DP), der Ausstattung je 100 Haushalte (HH) mit Rundfunkerstgeräten sowie die Differenzen zwischen dem Warenverkauf (Verbrauch) und dem Zuwachs an Rundfunkgenehmigungen[2])

Jahr	Genehmigungen lt. DP per 31. 12.	Ausstattung je 100 HH	jährlicher Zuwachs der Genehmigungen	Differenz Zuwachs der Genehmigungen zu Warenumsatz (Verbrauch) insgesamt (Tabelle 2, Spalte 2 ./. Tabelle 3, Spalte 4)
	TSt.	St.	TSt.	TSt.
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
1950	3489,1	53,1	—	—
1951	3813,1	58,2	324,0	./. 186,0
1952	4209,5	64,3	396,4	./. 158,7
1953	4510,9	69,5	301,4	./. 384,7
1954	4775,6	74,0	264,7	./. 406,3
1955	5009,0	77,1	233,4	./. 336,6
1956	5218,4	81,4	209,4	./. 396,9
1957	5306,3	84,3	87,9	./. 398,3
1958	5378,3	85,8	72,0	./. 552,5
1959	5489,1	86,5	110,8	./. 593,5
1960	5574,2	87,0	85,1	./. 554,1
1961	5602,3	87,4	28,1	./. 502,1
1962	5670,2	88,5	67,9	./. 525,3
1963	5739,0	88,9	58,8	./. 481,2

[2]) Für die Berechnung des Ausstattungsgrades wurden die durch die Deutsche Post erteilten Genehmigungen für den Rundfunk und die bisherigen Verbrauchszahlen (Warenumsatz) zugrunde gelegt.
Anzahl der Rundfunkgenehmigungen entnommen:
1950—1959 = Statistisches Jahrbuch der DDR 1959, Seite 527
1960/61 = Statistisches Jahrbuch der DDR 1961, Seite 527
1962/63 = Zeitschrift radio und fernsehen 12 (1963) H. 4 bzw. 13 (1964) H. 4

Den Kennziffern Ausstattung je 100 Haushalte liegen bis 1958 die Berechnungen der Zentralverwaltung für Statistik im „Statistischen Jahrbuch der DDR" 1959, Seite 238 zugrunde. Ab 1959 wurden die Haushaltszahlen von Scholz/Zappe in „Die Anzahl und Struktur der Haushalte in der DDR" in „Mitteilungen des Instituts für Bedarfsforschung" Leipzig, Heft 1/63, Seite 16ff. herangezogen.
In der Statistik der Deutschen Post erscheint jeweils nur das erste Gerät, welches sich der Haushalt anschafft. Alle weiteren Geräte brauchen nicht angemeldet zu werden. Vgl. „Anordnung über das Einrichten und Betreiben von Rundfunkempfangsanlagen — Rundfunkordnung —", GBl Teil I Nr. 29 vom 13. 5. 1960 und „Anordnung Nr. 2 über . . .", GBl Teil II Nr. 44 vom 22. 6. 1962

Ausstattungsniveau der Bevölkerung mit Heimrundfunkempfängern. Dazu kommt für die Verbrauchsentwicklung bei Heimsupern, daß in einer Vielzahl von Haushalten der Fernsehempfänger an die Stelle des elektroakustischen Erstgerätes tritt. Dieses Erstgerät war in der Vergangenheit das Heimrundfunkgerät. Der Bedarf nach Heimsupern tritt daher — neben dem Ersatzbedarf — in verstärktem Maße als Ausstattungsbedarf nach einem elektroakustischen Zweitgerät auf. Dieser Trend wird durch die sich verändernde Verbrauchsstruktur in der Erzeugnisgruppe Heimsuper (z. B. stieg der Anteil der Größenkategorien Klein- und Kleinstsuper ab 1961 ständig an) unterstrichen.

Die Nutzung der Rundfunkempfänger erfolgt in der Regel durch die gesamte Familie. Der Gebrauchswert dieser Geräte ist auch dementsprechend ausgelegt. Für die Berechnung des Ausstattungsniveaus ist daher der Haushalt als Bezugsgröße heranzuziehen. Eine Ausnahme bilden die Koffer- und Transistortaschenempfänger. Hier treten als Verbraucher bestimmte Bevölkerungsgruppen auf. Die Ausstattung mit Koffer- und Transistortaschengeräten wird deshalb unter diesem Gesichtspunkt betrachtet.

Die Ausstattung der Bevölkerung mit Rundfunkempfängern nahm den Verlauf und erreichte Ende 1963 das Niveau nach Tabelle 3.

Auf der Grundlage der Anzahl der erteilten Genehmigungen durch die Deutsche Post, der getätigten Warenumsätze sowie der ausgewiesenen Differenzen zwischen Zuwachs an Genehmigungen und tatsächlichem Geräteverkauf kann die Ausstattung mit einem Erstgerät, mit Zweit- und Drittgeräten und die Gesamtausstattung berechnet werden. Für die technisch-strukturelle und altersmäßige Zusammensetzung dieser Haushaltsbestände sind nur Umrechnungen oder Einschätzungen möglich. Exaktere Ergebnisse sind in dieser Hinsicht durch die in diesem Jahr von der Zentralverwaltung für Statistik beabsichtigte repräsentative Bevölkerungsbefragung zu erwarten.

Die Ausstattung der Haushalte mit einem Erstgerät

Aus den Kennziffern der Tabelle 3 geht hervor, daß per 31. 12. 63 88,9% aller Haushalte der DDR zumindest mit einem Rundfunkgerät ausgestattet waren. Dieser Ausstattungsgrad ist aber nicht real. Es muß mit einem Anteil an „Schwarzhörern" bis zu 2% der erteilten Genehmigungen gerechnet werden. Der angeführte Anteil der sogenannten „Schwarzhörer" ist territorial unterschiedlich. Er beruht auf Erfahrungswerten und Ergebnissen von Stichproben der Deutschen Post. Wird dieser Anteil der offiziellen Statistik hinzugefügt, so ergibt sich Ende 1963 ein Ausstattungsgrad von

5853,8 TSt. Rundfunkerstgeräte
= 91,1 Geräte je 100 HH.

Dieses Ausstattungsniveau darf allerdings nicht zu der Schlußfolgerung führen, daß die restlichen 9% der Haushalte keinen Rundfunk hören oder kein Rundfunkgerät benutzen würden. Es handelt sich bei diesen Haushalten hauptsächlich um Anstaltshaushalte (Anteil 14%) und Ein-Personen-HH (überwiegend Rentner), die die Rundfunkgeräte in Heimen, Clubs oder bei Angehörigen gemeinschaftlich nutzen.

Die Ausstattung selbst nahm folgenden Verlauf:

Tabelle 4

Die jährlichen Zuwachsraten und die Zeitdauer zur Erreichung des Ausstattungsniveaus in Etappen

Ausstattungsgrad in Etappen	durchschnittliche jährliche Zuwachsrate in %	Zeitdauer der Ausstattung in Jahren
(1)	(2)	(3)
50 bis 60 %	8,8	2
60 bis 70 %	9,3	2
70 bis 80 %	5,4	3
80 bis 90 %	2,4	5
über 90 %	> 1,0	—

Bis zum Ausstattungsgrad von 70% ist eine ständig progressive und ab 70% nur noch eine degressive Erhöhung des Bestandes in den Haushalten zu verzeichnen. Damit kommt zum Ausdruck, daß bei 70% ein bestimmter Kulminationspunkt des Bedarfs nach einem Rundfunkgerät erreicht war (vgl. auch Bild 2).

Die Ausstattung der Haushalte mit einem zweiten und dritten Gerät

Für die Berechnung der Ausstattung mit einem zweiten oder sogar dritten Rundfunkgerät

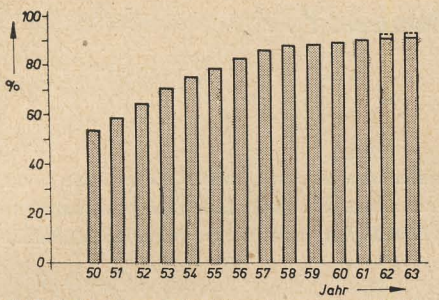


Bild 2: Die Entwicklung des Ausstattungsniveaus der Haushalte der DDR mit Rundfunkempfängern von 1950 bis 1963 (Austattung pro 100 Haushalte)
– – – – – Ausstattung einschließlich Schwarzhörer

mußte eine Umrechnung vorgenommen werden. Die Umrechnung stützt sich auf die Differenzen zwischen dem jährlichen Zuwachs an Rundfunkgenehmigungen und den tatsächlich verkauften Geräten.

Der Ausgangspunkt der Differenzrechnung wurde mit dem Jahr 1958 gewählt. Die Begründung dafür ist der erreichte Ausstattungsgrad von rund 85%, der auftretende Verbrauch an Reisegeräten sowie die Annahme, daß die vor 1958 ausgewiesenen Abweichungen zwischen Verkauf und Zuwachs fast ausschließlich den Ersatzbedarf für die vor 1952 gekauften und genutzten Rundfunkgeräte (physisch und moralisch verschlissen) befriedigte[3]).

Die Differenz zwischen den tatsächlich verkauften Rundfunkempfängern und dem Zuwachs an Genehmigungen beträgt ab 1958 3208,7 TSt. (Tabelle 3, Spalte 5). Dieser Abweichung kann zugrunde liegen, daß es sich

um einen direkten Ausstattungsbedarf nach Zweit- oder Drittgeräten (insbesondere bei Reisegeräten)

um einen Ersatzbedarf zur weiteren Modernisierung des Bestandes der Rundfunkgeräte — wobei das ersetzte Erstgerät noch voll funktionstüchtig ist und als Zweitgerät genutzt wird — oder

um einen effektiven Ersatzbedarf — wobei das bisher genutzte Gerät tatsächlich aus dem Haushalt entfernt wurde —

der Haushalte handelt.

Bis auf geringe Abweichungen kann meines Erachtens Ende des Jahres 1963 mit einer Ausstattung der Haushalte mit

3208,7 TSt. Zweit- oder sogar Drittgeräten = 55 Geräte je 100 Haushalte, die ein Erstgerät besitzen,

gerechnet werden. Eine Quantifizierung getrennt nach Zweit- und Drittgeräten ist zur Zeit nicht möglich.

Die Gesamtausstattung und die Struktur der technischen Auslegung der Geräte

Für das Niveau der Gesamtausstattung der Haushalte mit Rundfunkgeräten ergibt sich aus den vorangegangenen Abschnitten folgende Berechnung (bezogen auf alle Haushalte):

5853,8 TSt. Rundfunkerstgeräte
3208,7 TSt. Zweit- oder Drittgeräte
9062,5 TSt. Rundfunkempfänger insgesamt

Ende des Jahres 1963 bestanden in der DDR 6466,0 TSt. Haushalte [1]. Diese Haushalte waren zum gleichen Zeitpunkt mit

141 Geräten je 100 Haushalte

ausgestattet.

Die technischen Eigenschaften bzw. die Auslegung der Rundfunkgeräte in den Haushalten kann nur geschätzt werden. Zu diesem Zwecke wurde die Produktionsstruktur untersucht und die Ergebnisse auf die verkauften Geräte umgerechnet. Als bedarfswirksame Faktoren mußten dabei die empfangstechnische und die wiedergabetechnische Auslegung der Rundfunkempfänger untersucht werden.

Das Ergebnis lautet wie folgt:

empfangstechnisch:

9062,5 TSt. Geräte Gesamtbestand
davon etwa 45% mit AM/FM ausgelegt
etwa 55% mit AM ausgelegt

bzw. 5853,3 TSt. Rundfunkerstgeräte
davon etwa 70% mit AM/FM ausgerüstet.

Das bedeutet, daß 70% der mit einem Rundfunkerstgerät ausgestatteten Haushalte ein modernes Gerät besitzen. Die restlichen 30% umfassen einerseits einen großen Anteil Rentnerhaushalte, die sich kaum ein neues Gerät kaufen werden. Die Rentnerhaushalte hatten Ende 1963 einen Anteil von etwa 26% an den Gesamthaushalten der DDR [1].

Andererseits macht sich hier die Substitutionswirkung des Fernsehgerätes stark bemerkbar. Ein Haushalt, der den Kauf eines Fernsehgerätes beabsichtigt, wird vor dessen Erwerb keine Modernisierung seines Rundfunkgerätes vornehmen.

wiedergabetechnisch:

In diesem Zusammenhang konnte nur die Ausrüstung der Geräte mit 3-D-Klang untersucht werden. Von den 5853,3 TSt. Erstgeräten sind etwa 28% mit 3-D-Klang ausgelegt. Dieses Verhältnis gestaltet sich allerdings wesentlich günstiger, wenn den mit 3-D-Klang ausgerüsteten Geräten nur die Heimrundfunkgeräte (außer Kleinstsuper) gegenübergestellt werden.

Die Ausstattung bestimmter Bevölkerungsgruppen

In den bisherigen Darlegungen wurden der Verbrauch an Rundfunkempfangsgeräten den Haushalten gegenübergestellt und deren Ausstattung mit diesen Geräten berechnet.

Für einen Teil der Reisegeräte — Kofferempfänger und Transistortaschengeräte — erscheint es zweckmäßiger, eine andere Bezugsgröße zu wählen. Obwohl auch die Reisegeräte im allgemeinen durch die Familie genutzt werden, tritt als Verbraucher für die Kofferempfänger und TT-Geräte vor allem die Bevölkerung zwischen 18 und 40 Jahren auf. Dabei wurde die untere Grenze dieser Bevölkerungsgruppe von 18 Jahren auf Grund der jetzt wirksamen längeren Schulzeit und der Wehrpflicht gebildet. Diese Grenze erscheint gerechtfertigt, da die vorher auftretende Verbrauchswirksamkeit, durch den Ausfall des Verbrauchs ab 18 Jahre ausgeglichen wird.

Diese Altersgruppe der Bevölkerung umfaßte Ende 1963

5001229 Einwohner der DDR [2].

An Koffer- und TT-Empfängern wurden bis 31. 12. 1963 — und zwar in der Zeit von 1958 bis 1963 — etwa 773,0 TSt. verkauft. Daraus ergibt sich per 31. 12. 1963 eine Ausstattung von

15,3 Koffer- und TT-Empfänger je 100 Bürger der betrachteten Altersgruppe.

Werden den Koffer- und TT-Empfängern die Haushalte gegenübergestellt, so ist, bezogen auf die Gesamthaushalte bzw. ohne Rentnerhaushalte, eine Ausstattung von

13 St. bzw. 18 St. je 100 Haushalte

erreicht.

Die Ausstattung mit Reisegeräten liegt in Ländern, die im Verbrauch an Rundfunkempfängern eine ähnliche Entwicklung wie die DDR nahmen, zwischen 30 und 35%. Es kann demnach angenommen werden, daß auch bei uns die Sättigungsgrenze in der Nähe dieser Werte liegt.

Bemerkungen zur weiteren Bedarfsentwicklung

Für die weitere Bedarfsentwicklung können m. E. aus dem erreichten Ausstattungsniveau der Bevölkerung u. a. nachstehende Schlußfolgerungen gezogen werden:

1. Die jährliche Bedarfsgröße an Heimgeräten wird sich zum überwiegenden Teil aus einem Ersatzbedarf und nur zum geringen Teil aus einem Ausstattungsbedarf zusammensetzen.
   Der Anteil des Ausstattungsbedarfs wird dabei fast ausschließlich durch die Anzahl der Haushaltsneugründungen (Eheschließungen) bestimmt.
   Der Anteil und der Umfang des Ersatzbedarfs können wesentlich durch die Zahlungsbedingungen und das Preisniveau beeinflußt werden (ab 1963 wieder Teilzahlung und Preissenkung bei verschiedenen Typen) und ist ferner von der Ausstattung der Haushalte mit einem Fernsehgerät abhängig.
   Die jährliche Bedarfsgröße wird gegenüber 1963 geringfügig zurückgehen, da das Fernsehgerät in vielen Fällen den Platz des elektroakustischen Erstgerätes in den Haushalten einnimmt und die Ausstattung mit einem ersten und zweiten Rundfunkgerät einen hohen Grad erreicht hat. Der Bedarf wird sich auch in der nächsten Zeit auf Kleinst-, Klein- und Mittelsuper (unterer und mittlerer Preisklasse) konzentrieren.
2. Die jährliche Bedarfsgröße an Reisegeräten hat gegenwärtig im wesentlichen noch den Charakter des Ausstattungsbedarfs. Die Zuwachsrate des Ersatzbedarfs steigt in den nächsten Jahren aber stark an. Es muß allerdings festgestellt werden, daß nach Beendigung der Reise-Saison 1963 ein gewisser Kulminationspunkt im Ausstattungsbedarf erreicht war. Diese Tatsache wurde in erster Linie durch die ungenügende empfangstechnische Auslegung der Geräte (nur ein geringer Anteil mit FM-Bereichen) und die eintönige Formgestaltung hervorgerufen. Im Jahre 1964 hat sich diese Situation zu ihrem Vorteil verändert.

[3]) In den Haushalten werden auch heute noch Geräte genutzt, die vor 1952 gekauft wurden. Auf der anderen Seite werden ein Teil der nach 1958 gekauften Geräte schon nicht mehr benutzt werden können. Die Festlegung für die Differenzrechnung scheint daher umstritten. Sie kann m. E. aber vorgenommen werden, da sich die Abweichungen vor 1952 bzw. 1958 und nach 1958 ausgleichen können.

Der Assistor – ein zukünftiges Halbleiterbauelement?

JÖRG HÖPPNER

Das in einigen Forschungslabors schon teilweise mit Erfolg arbeitende Halbleiterbauelement „Assistor" findet heute in der Technik noch keine Verwendung. Der Assistoreffekt ist am ausgeprägtesten bei Zinkoxydkristallen festzustellen; deshalb wird im folgenden Abschnitt besonderer Wert auf die Erklärung der elektrischen Leitfähigkeit von Zinkoxyd gelegt, um schließlich den Assistoreffekt zu erläutern.

Leitfähigkeitsbetrachtungen

Die elektrische Leitfähigkeit des Zinkoxyds

Die Leitfähigkeit eines bestimmten Stoffes ist der Anzahl der Ladungsträger N, ihrer Ladung e (elektrische Elementarladung) und ihrer mittleren Beweglichkeit b direkt proportional. Die Gesetzmäßigkeit

$$\varkappa \approx N \cdot e \cdot b \qquad (1)$$

ist nicht nur für Metalle, sondern auch für Halbleiter gültig. Bei rein elektronisch leitenden Halbleiterwerkstoffen ist N demnach die Zahl der vom Störatom abgesonderten Elektronen, d. h., N ist die Anzahl der Ladungsträger, die bei Temperaturen oberhalb des absoluten Nullpunktes $T > o$ vom Valenzband in das Leitfähigkeitsband springen [1].
Die Leitfähigkeit des Zinkoxyds basiert in allen Temperaturbereichen auf einer reinen Überschußleitung. Sie wird demnach durch freie Elektronen hervorgerufen.
Bei tiefen Temperaturen ist die Leitfähigkeit exponentiell von der Temperatur nach

$$\varkappa = \varkappa_0 \cdot e^{-\frac{\varepsilon}{2kT}} \qquad (2)$$

Boltzmannkonstante $k = 1{,}3802 \cdot 10^{-16}$ erg $\cdot$ grd^{-1}

abhängig, wie es auch Bild 1 zeigt. ε gibt hier die Breite der verbotenen Zone zwischen Valenzband und Leitfähigkeitsband im Energiebändermodell an und wird allgemein als Abtrennarbeit bezeichnet. In diesem Temperaturgebiet besteht keine Konstanz der Abtrennarbeit ε. Die Abtrennarbeit sinkt bei größer werdendem $\varkappa$; die Grenzwerte sind nach oben 2,09 eV und nach unten 0,01 eV (nach *Meyer*).
Die Untersuchungen von Zinkoxyd haben ergeben, daß dieses Material in drei verschiedenen Temperaturbereichen unterschiedliche Leitfähigkeitseigenschaften aufweist. Es handelt sich um folgende Bereiche:

1. kleine Temperaturen bis annähernd 100 °C,
2. mittlere Temperaturen von 100 °C bis 450 °C,
3. hohe Temperaturen von 450 °C aufwärts.

Die elektrische Leitfähigkeit wird bei Zinkoxyd auf atomar oder kolloidal verteilte Zn-Atome zurückgeführt, die durch ein bestimmtes, sich durch die verschiedenen Temperaturen einstellendes Dissoziationsgleichgewicht im Zinkoxydkristallgitter entstehen.

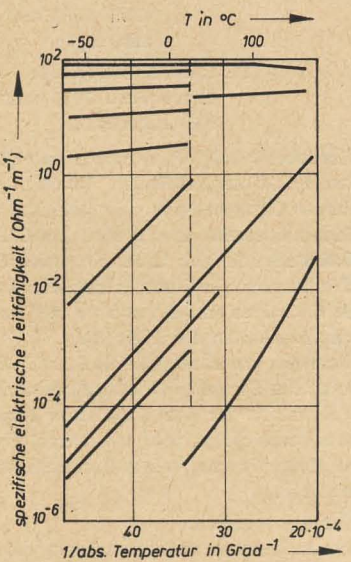


Bild 1: Messungen der spezifischen elektrischen Leitfähigkeit von ZnO im Temperaturbereich 1 (nach Stöckmann)

Im Bereich 1 liegt das Dissoziationsgleichgewicht

$$Zn \rightleftarrows Zn^+ + e^- \qquad (3)$$

vor. Aus dieser Gleichgewichtsbeziehung folgt schon, daß von einer Anzahl bestehender Zn-Atome ausgegangen werden muß. Sie wird durch eine Anfangskonzentration gegeben, die von der jeweiligen Vorgeschichte des Kristalls abhängt. Der Dissoziation kann das Massenwirkungsgesetz zugrunde gelegt werden. Die bei kleinen Temperaturen erzielte Elektronenkonzentration ist hauptsächlich von der Massenwirkungskonstante und der bereits oben erwähnten Zn-Konzentration abhängig.
Im Temperaturgebiet 3 weist die Leitfähigkeit bei Proben verschiedener Vorgeschichte, die gleichen Temperaturen und gleichem äußeren Sauerstoffdruck unterliegen, annähernd gleiche Werte auf. Auch hier ist, wie allgemein bei allen Halbleitern, der exponentielle Anstieg der Leitfähigkeit mit wachsenden Temperaturen T zu verzeichnen, jetzt allerdings mit konstanter Abtrennarbeit $\varepsilon = 2$ eV

$$\varkappa = \varkappa_0 \cdot e^{-\frac{\varepsilon}{2kT}}$$

Dabei ist in diesem Temperaturbereich die Leitfähigkeit des Zinkoxyds, wie bereits oben erwähnt, eine Funktion des vorhandenen Sauerstoffdruckes p

$$\varkappa = \text{const} \cdot p^{-\frac{1}{4}} \qquad (4)$$

Es stellt sich bei hohen Temperaturen ein Gleichgewicht zwischen dem betrachteten Halbleiter, in diesem Falle ZnO, und seiner dampfförmigen Verbindungskomponente ein.
Bei Temperaturen über 450 °C liegt ein Dissoziationsgleichgewicht im ZnO-Gitter vor, das durch die Beziehung

$$ZnO \rightleftarrows Zn^+ + e^- + \frac{1}{2} O_2 \qquad (5)$$

veranschaulicht wird. Das bedeutet, daß das reduzierte Zn-Atom durch Aufnahme von Wärmeenergie Elektronen vom Valenzband in das Leitungsband abgeben kann. Das vorherige Valenzelektron wird durch Absorption eines wohldefinierten Energiebetrages zum quasifreien Elektron und kann sich nunmehr am Leitungsmechanismus beteiligen.
Daraus folgt:

1. Die elektrische Leitfähigkeit ist bei diesen Temperaturen unabhängig von der Vorgeschichte.
2. Die Leitfähigkeit von Zinkoxyd ist eine Funktion vom äußeren Sauerstoffdruck p und der bestehenden Temperatur.

Etwas komplizierter in der Behandlung dieser Fragen ist der dazwischenliegende Temperaturbereich von 100 °C bis 450 °C, da sich bei länger erfolgendem Stromfluß in den meisten Fällen die Leitfähigkeit ändert. Sie nimmt nach einer gewissen Zeit beträchtlich kleinere Werte an. Diese Erscheinung kann möglicherweise durch eine zusätzlich erfolgende Ionenleitung erklärt werden.
Dazu kommt, daß beim Erwärmen in Luft auf Temperaturen über 250 °C die Leitfähigkeit

---

Der Ersatzbedarf wird durch die zunehmende Transistorisierung und verbesserte Formgestaltung der Geräte beeinflußt.
Die jährliche Bedarfsgröße wird gegenüber den vorangegangenen Jahren weiterhin anwachsen und beim gegenwärtigen Preisniveau in den Jahren 1965/66 die Sättigungsgrenze erreichen. Die Bedarfsgröße wird dann über Jahre relativ konstant bleiben.

3. Die jährliche Bedarfsgröße Rundfunkempfangsgeräte insgesamt für den Inlandmarkt wird daher in etwa bei den Verbrauchsgrößen der Jahre 1961 bis 1963 liegen und auch in den nächsten Jahren relativ konstant bleiben.

Unter Beachtung der Wirkung der anderen bedarfsbeeinflussenden Faktoren müssen diese Schlußfolgerungen zur Quantifizierung der Bedarfsgrößen herangezogen werden.

Literatur

[1] Scholz, Zappe: Die Anzahl und Struktur der Haushalte der DDR. Mitteilungen des Instituts für Bedarfsforschung, Leipzig, H. 1 (1963) S. 30
[2] Statistische Praxis H. 9 (1962), Beilage

mit der Zeit irreversibel abnimmt, d. h., daß nichtstationäre Werte der Leitfähigkeit bei mittleren Temperaturen auftreten. Das wird durch das sogenannte „Auftauen" des Dissoziationsgleichgewichtes Gl. (5) erklärt, welches nur bei Temperaturen $T > 450$ °C bestehen sollte.

Das durch Gl. (3) gegebene Elektronengleichgewicht besteht gleichwertig bei allen Temperaturen nach einer relativ kurzen Frist, wohingegen der durch die Reaktionspartner Zink und Sauerstoff gegebene Gleichgewichtszustand

$$ZnO \rightleftarrows Zn + \frac{1}{2} O_2 \qquad (6)$$

sich bei kleinen Temperaturen zugunsten des Zinkoxyds verlagern kann. Man sagt, die Reaktion „friert ein" und kann die Aufspaltung des Zinkoxyds daher nur bei hohen Temperaturen berücksichtigen, sobald Untersuchungen über die Elektronenkonzentration durchgeführt werden sollen.

Der Zn-Gehalt im Kristall kann einerseits durch Oxydation, andererseits aber auch durch Reduktion im Wasserstoffmedium verändert werden. So unterscheiden sich auch die Messungen voneinander, die durch Bild 2 dargestellt werden.

Die Geschwindigkeit der Leitfähigkeitsänderungen im mittleren Temperaturbereich hängt davon ab, auf welche Art die stöchiometrisch verteilten, überschüssigen Zn-Atome in das vorliegende Kristallgitter eingebaut werden. Diese Geschwindigkeit ist größer bei Zn-Atomen, die durch Reduktion im Kristallgitter entstanden, im Gegensatz zu Zn-Atomen, welche sich schon bei der Herstellung in den Zinkoxydkristall einlagerten.

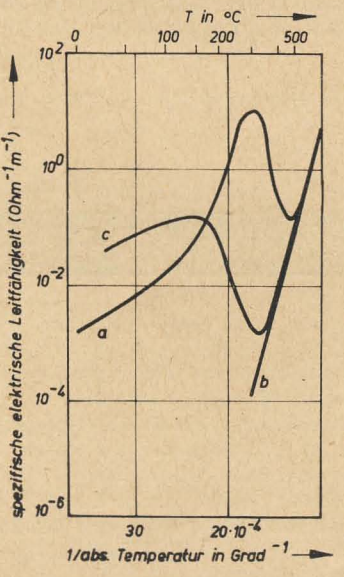


Bild 2: Nichtstationäre Leitfähigkeiten von ZnO im Temperaturbereich 2. a) Zinkoxydkristalle mit überschüssigen Zn-Atomen, die schon bei der Herstellung eingelagert wurden, b) ZnO nach starker Oxydation, c) ZnO nach starker Oxydation und anschließender Reduktion

Der Wärmedurchschlag

Erwärmt man einen Stoff auf eine bestimmte Mindesttemperatur, so werden die gebildeten Ionen genügend beweglich, um einen merklichen Anstieg der Leitfähigkeit $\varkappa$ des betreffenden Materials hervorzurufen. Liegt an den Enden dieses Leiters eine bestimmte Spannung, so wird durch den augenblicklich kleiner werdenden Widerstand der Strom größer.

$$R = \frac{l}{F} \cdot \varrho = \frac{l}{F \cdot \varkappa} \qquad (7)$$

Hierbei ist l die Länge, F der Leiterquerschnitt und ϱ der spezifische Widerstand.

Ein merkliches Aufheizen des Leiters bei konstanter Spannung ist die Folge. Dadurch wird aber wiederum der spezifische Widerstand kleiner, der Strom wächst weiterhin. Schließlich wird der Leiter weißglühend werden und zerschmelzen.

Diese Erscheinung, die sich ausschließlich auf das Innere des Leiters erstreckt, wird „Wärmedurchschlag" genannt. Im Gegensatz dazu steht der „elektrische Durchschlag", der an den Punkten maximaler Feldstärke erfolgt,

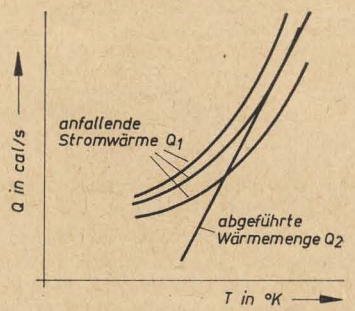


Bild 3: Gebildete und abgeführte Wärmemenge als Funktionen der absoluten Temperatur

wie z. B. die Spitzenentladung und die Funkenentladung. *K. W. Wagner* konnte bei geringer Erwärmung und auch durch besondere Kunstgriffe im labilen Gebiet beschleunigter Stromzunahme Strom-Spannungskennlinien aufnehmen. Zur Erklärung des Wärmedurchschlags wurde angenommen, daß sich infolge irgendwelcher Inhomogenitäten innerhalb des Festkörpers an verschiedenen Stellen Pfade bzw. Kanäle in Feldrichtung ausbilden, auf denen der größte Betrag des Stromes geleitet wird.

Bei bekannter Wärme- und elektrischer Leitfähigkeit ist es möglich, für ein gegebenes Leitermaterial bei verschiedenen Spannungen die in den Kanälen gebildeten Wärmemengen angenähert zu bestimmen. Die im Bild 3 festgehaltene lineare Funktion kennzeichnet die abgeführte Wärmemenge. Ist nun die gebildete Wärmemenge kleiner als die möglicherweise abzuführende, bleibt der existierende Zustand stabil, im entgegengesetzten Falle kommt es zum unvermeidlichen Wärmedurchschlag.

Der Assistoreffekt

Der nachfolgend beschriebene Assistoreffekt ist bis heute bei ZnS, CdS, NaCl, $BaTiO_3$ und am deutlichsten bei ZnO beobachtet worden. Zinkoxyd scheint bis zum heutigen Tage das verläßlichste Material zu sein. Weitere Versuche werden zeigen, ob noch andere Assistormaterialien verwendet werden können.

Wenn man einen ZnO-Kristall zwischen zwei Stahlelektroden einspannt, so kann man bei einem angelegten elektrischen Feld eine Strom-Spannungscharakteristik aufnehmen, deren Verlauf im Bild 4 festgehalten wurde. Die symmetrische Charakteristik zeichnet sich dadurch aus, daß bis zu einer bestimmten Belastung (in diesem Falle etwa 2 mA) der differentielle Widerstand

$$\frac{dU}{di} = R(i) + i\frac{dR(i)}{di} \qquad (8)$$

mit $U = i \cdot R(i)$ ansteigt und oberhalb dieser Grenze wieder abfällt. Es bildet sich bei einem bestimmten Wert des Stromes ein Maximum

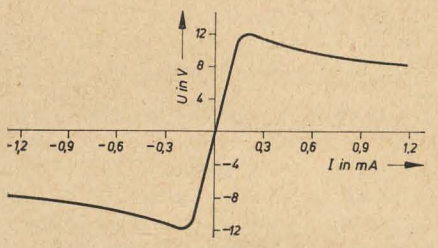


Bild 4: Symmetrische Strom-Spannungscharakteristik des Assistorkristalls (Abszissenwert lies — 12 ··· 12)

(im negativen Teil der Kennlinie natürlich ein Minimum) aus, das die Grenze zwischen ansteigender und abfallender Kennlinie bildet. Dieses Maximum wird durch den Kippstrom- und den Kippspannungswert eindeutig gekennzeichnet. Messungen haben nun ergeben, daß die Kippspannung außerdem druckabhängig ist. Bei einem erhöhten Druck der Elektroden auf den Kristall steigt die Kippspannung merklich an, der maximale negative Widerstand nimmt zu.

Der Assistoreffekt wurde von *Kallmann* entdeckt. Man vermutet, daß die Ursache des Effekts im Wärmedurchschlag liegt. Dafür spricht auch die Tatsache, daß es sich bei den verwendeten Kristalliten sowohl um Elektronen- als auch um Ionenleiter handelt, die den gleichen Effekt ohne irgendwelche prinzipiellen Unterschiede zeigen. Da man bei den Heißleitern bisher ähnliche Strom-Spannungs-Charakteristiken experimentell nachweisen und theoretisch ermitteln konnte, konnte man den Assistoreffekt auf ähnliche Weise erklären. Im folgenden soll so wenig wie möglich auf die recht komplizierten mathematischen Methoden eingegangen werden; es wird vielmehr auf die wichtigsten Voraussetzungen für die gesamte Theorie aufmerksam gemacht.

Für die theoretische Behandlung des Assistorproblems stellt man sich nach *P. Schnupp* den zu untersuchenden Kristall als Quader mit quadratischer Grundfläche vor, der zwischen den beiden Stahlelektroden liegt. Für den Widerstand R des Kristalls kann man näherungsweise

$$R = \frac{A}{B^2 \cdot \varkappa_0} \cdot e^{-\frac{T}{\bar{\vartheta}}} \qquad (9)$$

— mit $\bar{\vartheta}$ als Materialkonstante — schreiben, sobald die Leitfähigkeit, die bei dieser Betrachtung angenähert

$$\varkappa = \varkappa_0 \cdot e^{\frac{T}{\bar{\vartheta}}} \qquad (10)$$

betragen soll, bekannt ist. Die Größe B^2 ist die Grundfläche, auf die sich der gesamte Strom I_0 gleichmäßig verteilen möge. A stellt die Quaderhöhe dar. Der infolge der konstanten Spannung U_0 durch den Kristall fließende Strom I_0 erwärmt den Kristall nach

$$N_S = I_0^2 \cdot R = \frac{U_0^2}{R} \qquad (11)$$

Bedenkt man weiterhin, daß die Wärme nur über die Metallelektroden infolge Wärmelei-

tung abgeführt werden kann, d. h., setzt man die durch Wärmestrahlung und Konvektion auftretenden Verluste gleich Null, so ist es möglich, eine zweite Beziehung

$$N_A = 2\,k_A \cdot T_A \qquad (12)$$

anzugeben, die die abgeführte Leistung kennzeichnet.

Hierbei ist k_A die Abkühlungskonstante, die von der Abmessung B und der Wärmeleitfähigkeit des Elektrodenmetalls abhängig ist.

Die hiernach berechneten Größen weichen etwa um 50% bis 70% vom experimentellen Ergebnis ab. Wenn man berücksichtigt, daß innerhalb des Kristalls unterschiedliche Temperaturen bestehen können, daß der Kontaktdruck verschieden sein kann und daß eine exakte Kontaktierung äußerst schwierig ist, so kalkuliert man dabei normalerweise schon derartig hohe Fehler ein.

Interessant sind die Größen der Kristalle, die bei den bisherigen Versuchsreihen zur Verwendung kamen. Die Maße A und B liegen etwa im Bereich von 10^{-3} bis 10^{-4} cm.

Da die Gründe für die Assistorwirkung im Wärmedurchschlag zu suchen sind, erscheint es auch hier wieder ratsam, thermische Gesichtspunkte heranzuziehen, um irgendwelche Aussagen über die Grenzfrequenz machen zu können.

Es ist einleuchtend, daß zeitlich veränderliche Ströme zeitliche Schwankungen der Temperatur des Kristalls nach sich ziehen. Die in Wärmeenergie umgesetzte Leistung

$$N_S = I_0^2 \cdot R = \frac{U_0^2}{R}$$

wird nicht mehr, wie beim stationären Fall, durch die Elektroden gänzlich abgeführt, wie es das Gesetz

$$N_A = 2\,k_A \cdot T_A$$

vorschreibt, sondern es wird auch eine bestimmte Leistungsgröße

$$N_H = c_A \cdot \varrho_A \cdot \overline{\vartheta} \cdot A \cdot B^2 \frac{d\,\vartheta_A}{dt} \qquad (13)$$

verbraucht, die den Kristall erwärmt. Die in der Gleichung auftretenden Größen sind:

c_A die spezifische Wärme des Assistormaterials,
ϱ_A die Dichte des Assistormaterials und
$\vartheta_A = T_A/\overline{\vartheta}$.

Stellt man nunmehr als Gleichgewicht der einzelnen Leistungen auf

$$N_s = N_A + N_H \qquad (14)$$

so kommt man nach einigen Umformungen auf eine Differentialgleichung, die man auch als „allgemeine Assistorgleichung" bezeichnet

$$\frac{d\,\vartheta_A}{dt} = \frac{I^2}{c_A \cdot \varrho_A \cdot \overline{\vartheta} \cdot B^4 \cdot \varkappa_0} \cdot e^{-\vartheta_A} - \frac{2\,k_A}{\varrho_A \cdot c_A \cdot AB^2} \cdot \vartheta_A \qquad (15)$$

Es muß an dieser Stelle darauf hingewiesen werden, daß auch die Abkühlungskonstante k_A eine bestimmte Zeitabhängigkeit aufweisen kann. Unter Zugrundelegung der Wärmeleitungsgleichung mit geeignet angenommenen Rand- und Anschlußbedingungen kommt man nach einigen einfachen, aber doch aufwendigen Schritten zu folgendem Resultat:

Beim Arbeiten im Bereich negativen Widerstandes wird eine kleine HF-Schwingung überlagert. Es ergibt sich der Ausdruck

$$\tan\varphi = \frac{\frac{\omega \cdot c_A \cdot \varrho_A \cdot A \cdot B}{2 \cdot \pi \cdot \lambda_M} + \frac{B}{2}\sqrt{\frac{\omega \cdot c_M \cdot \varrho_M}{2 \cdot \lambda_M}}}{\frac{B}{2}\sqrt{\frac{\omega \cdot c_M \cdot \varrho_M}{2 \cdot \lambda_M}} + 1 + \vartheta_{Ao}} \qquad (16)$$

der die Phasenlage kennzeichnet, in welcher die Temperaturänderung der Stromänderung nacheilt. Hierin bedeuten:

c_M die spezifische Wärme des Elektrodenmetalls,
ϱ_M die Dichte des Elektrodenmetalls und
λ_M die Wärmeleitfähigkeit des Elektrodenmetalls.

Wenn das Nacheilen der Temperaturänderung relativ gering sein soll, ermittelt man unter der Voraussetzung $\varphi = -45°$ eine Grenzfrequenz

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot \frac{(\vartheta_{Ao} + 1)\,\lambda_M}{c_A \cdot \varrho_A \cdot A \cdot B} \qquad (17)$$

sobald im Punkte maximalen negativen Widerstandes gearbeitet wird. Die Grenzfrequenz ist hier vor allen Dingen von der Wärmekapazität des Assistorstoffes abhängig. Bei noch stärkerer Dämpfung der Temperaturänderung erhält man die Grenzfrequenz

$$\omega = \frac{8\,(\vartheta_{Ao} + 1)^2 \cdot \lambda_M}{c_M \cdot \varrho_M \cdot B^2} \qquad (18)$$

die vorwiegend von der Wärmekapazität des Elektrodenmetalls abhängt.

Abschließende Bemerkungen

Nach dem heutigen Stand der Laboruntersuchungen wäre das Halbleiterbauelement „Assistor" aus billigen Ausgangsstoffen herzustellen. Die zur Verarbeitung kommenden Materialien können Elektronen- oder auch Ionenleiter sein.

Bei der experimentellen Untersuchung des Assistors wurden Grenzfrequenzen bis zu 10 MHz beobachtet. Die in diesem kurzen Abriß dargebotenen Formeln für die Grenzfrequenz des Assistors nach *Schnupp* lassen vermuten, daß bei gut ausgewählten Assistormaterialien sowie günstigen Elektrodenmetallen, d. h. Elektrodenmetallen mit größtmöglicher Wärmekapazität, die Grenzfrequenz bedeutend gesteigert werden könnte.

Der Leistungsbedarf des Assistors beläuft sich etwa auf maximal 30 mW. Er würde bei Verwendung von gut wärmeleitenden Materialien, z. B. Kupfer, weiter gesteigert werden.

Literatur

[1] Höppner, J.: Das Halbleiter-Energiebändermodell. radio und fernsehen 13 (1964) H. 11 S. 326—327, H. 12 S. 373 bis 374, H. 13 S. 412—413

[2] Stöckmann, F.: Über die elektrische Leitfähigkeit von Zinkoxyd. Zeitschrift für Physik, 127. Band (1950) H. 5 S. 563—579

[3] Wagner, K. W.: Versuche und Theorie des Wärmedurchschlags. Sitzungsbericht der Preuß. Akad. der Wissenschaften, Math. Physik Kl. (1922) S. 438

[4] Justi, E.: Leitfähigkeit und Leitungsmechanismus fester Stoffe. Verlag Vandenhoeck & Ruprecht, Göttingen 1948

[5] Schnupp, P.: Der Assistor — ein Halbleiterbauelement mit negativem Widerstand. Zeitschrift für angewandte Physik, 16. Band (1963) H. 5 S. 311—315

Wir lernten kennen:

Der Kleinbaustein EBS 2-1 ist die nunmehr achte im Handel erhältliche Baugruppe des „Amateur-Elektronik"-Programmes. Technische Einzelheiten dieses rückgekoppelten Transistor-Audions wurden bereits in [1] veröffentlicht.

Was leistet nun der EBS 2-1? Zunächst einmal stellt dieser Baustein eine gelungene Komplettierung der bisher vorhandenen Reihe dar. Diese Audionschaltung erreicht tatsächlich eine so verblüffend hohe Empfindlichkeit, daß das Problem der zusätzlichen Außenantenne beim „aus Bausteinen zusammengesteckten Taschenradio" ein für allemal erledigt ist — der Ferritstab reicht immer, auch unter ungünstigsten Verhältnissen. Und das nicht nur für Ortssender-Empfang — auch am Tage waren in verschiedenen Orten der Republik mit der Kombination EBS 2-1; KUV 1; GES 4-1 stets wenigstens fünf bis sechs Sender lautstark und etwa die gleiche Anzahl immer noch ausreichend zu empfangen, und zwar ohne Außenantenne. Unter günstigen Verhältnissen (Abendempfang oder in Nähe größerer Sender) reicht die NF-Ausgangsspannung des EBS 2-1 bereits zur direkten Ansteuerung der GES 4-1 aus. Das ganze „Empfängerchen" besteht dann noch aus den Baugruppen EBS 2-1, GES 4-1 und (als Rückkopplungsregler) KRS 1 — einfacher geht es wohl kaum noch!

Beigegeben wird dem Baugruppenbeutel ein Ferritstab mit Halter und fertig bewickelter Spule. Das Abstimmen durch Verschieben des Ferritstabes in diesem Halter über den Mittelwellenbereich klappt gut. Am höherfrequenten Ende drängen sich allerdings, wie zu erwarten, die Sender stark zusammen und das Abstimmen wird ein Geduldsspiel — zumal wenn der Anwender nicht die nötigen mechanischen Fähigkeiten und Ideen hat, sich eine brauchbare Führung oder einen geeigneten Antrieb für den Stab herzustellen. Zwar hat dieser prinzipiell bedingte Mangel nichts mit der

Automatische Scharfabstimmung mit Halbleiterdiode

KLAUS K. STRENG

Bei Großsupern, aber auch bei transistorisierten Koffergeräten, setzt sich die automatische Scharfabstimmung im UKW-Rundfunk-Bereich zunehmend mehr durch. Es handelt sich hierbei um eine „Vorrichtung", die den Empfänger stets genau auf den eingestellten Sender abstimmt und Einflüsse von Erwärmung, Netzspannungsschwankung usw. ausgleicht.

Gesteuert wird die automatische Scharfabstimmung (AFC-Schaltung)[1]) stets vom FM-Demodulator des betreffenden Empfängers. Man nützt dabei die Eigenschaft des Verhältnisgleichrichters bzw. des Diskriminators aus, daß er außer dem NF-Signal eine Gleichspannung liefert, die abhängig von der Abstimmung ist. Beim symmetrischen Verhältnisgleichrichter nach Bild 1 verläuft die Gleichspannung am Punkt A gemäß der im Bild 2 dargestellten Kurve. Aus ihr ist ersichtlich, daß die Spannung am Punkt A bei der Resonanzfrequenz durch Null geht und je nach Richtung der Verstimmung positiv oder negativ ist.

Diese frequenzabhängige Spannungsänderung gilt es, in eine entsprechende Kapazitätsänderung umzuwandeln. Erreicht man, daß eine Kapazität bei Spannungserhöhung zu bzw. bei Spannungsverringerung abnimmt (oder umgekehrt), so ergibt sich eine einfache Möglichkeit der automatischen Scharfabstimmung, wenn man die so gesteuerte Kapazität zur Abstimmung des Empfängeroszillators heranzieht [1]. Als Blockschaltbild gezeichnet (Bild 3), ergibt sich ein geschlossener Regelkreis. Der Istwert — die korrekte Abstimmung — ist durch den Demodulator gegeben, der Sollwert entspricht der jeweiligen Frequenz des Überlagerungsoszillators.

Durch entsprechende trennscharfe Ausführung des ZF-Verstärkers und des „Ratiofilters" wird erreicht, daß der Frequenzbereich, über den die automatische Scharfabstimmeinrichtung den eingestellten Sender festhält, relativ eng bleibt. Dieser Frequenzbereich, Haltebereich genannt, darf deshalb nicht so groß sein, weil sonst das Einstellen frequenzmäßig benachbarter Sender im Empfänger Schwierigkeiten machen würde, d. h., die automatische Scharfabstimmeinrichtung würde immer wieder auf den Sender mit größerer Feldstärke abstimmen. Besonders der Empfang schwacher oder in der Feldstärke schwankender Sender (Schwund) wäre schwierig. Aus diesem Grund besteht auch die Forderung, daß die AFC-Einrichtung abschaltbar sein muß.

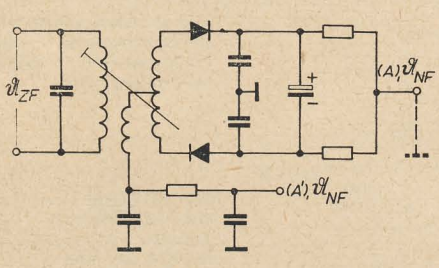


Bild 1: Schaltung des symmetrischen Verhältnisgleichrichters

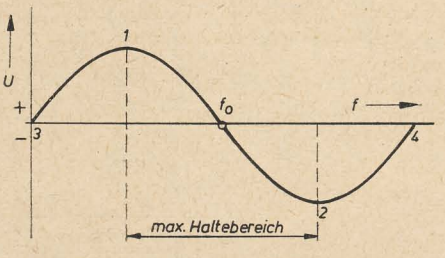


Bild 2: Verlauf der Gleichspannung am Punkt A im Bild 1 in Abhängigkeit von der Frequenz

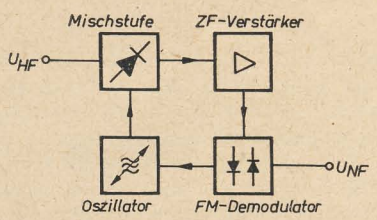


Bild 3: Der geschlossene Regelkreis der automatischen Scharfabstimmeinrichtung

Bei der AFC-Schaltung unterscheidet man zwischen dem bereits erwähnten Haltebereich und dem kleineren Fangbereich. Dies ist der Frequenzbereich, innerhalb dessen nach dem Einschalten der AFC-Einrichtung ein Sender „eingefangen", d. h. auf ihn abgestimmt wird. Beide Frequenzbereiche hängen von der Durchlaßkurve der innerhalb des Regelkreises liegenden Filter ab.

Die Wirksamkeit der Regelung hängt davon ab, wie steil der Kurvenbereich 1—2 im Bild 2 ist. Allerdings bedeuten hier steilere Flanken i. a. auch ein Verringern von Halte- bzw. Fangbereich. Damit ein starker Nachbarsender nicht irrtümlich von der Einrichtung eingefangen werden kann, soll der Abstand 3 bis 4 etwa 300 kHz entsprechen. (Diese Angabe gilt für den veralteten Senderabstand von ≧300 kHz. Auf Grund des auf der letzten Stockholmer VHF-Konferenz beschlossenen 100-kHz-Frequenzrasters muß dieser Frequenzabstand entsprechend verringert werden).

Wie bei jeder Proportionalregelung — denn um eine solche handelt es sich bei der AFC-Schaltung — ist zur Wirkung stets ein kleiner Restfehler notwendig, d. h., die Schaltung vermag nie auf den Frequenzfehler Null nachzustimmen. Springstein [1] gibt als Größe des Frequenzfehlers die Gleichung

$$\Delta f = \frac{\Delta F}{S_1 \cdot S_2}$$

an, wobei S_1 die Frequenz-Amplitudencharakteristik des Diskriminators (bzw. des Verhältnisgleichrichters) in V/Hz und S_2 die Amplituden-Frequenzcharakteristik der gesteuerten Kapazität in Hz/V ist. Die Größe ΔF ist die nachzuregelnde Verstimmung, also der nachzuregelnde Frequenzbereich.

[1]) AFC = automatic frequency control, automatische Frequenzregelung.

Elektronischer Kleinbaustein EBS 2-1

Baugruppe selbst zu tun, aber er sollte dem Hersteller Anlaß sein, schnellstens die angekündigte Abstimmeinheit (Ferritstab mit Spule, Stabführung und Antrieb) in den Handel zu bringen.

Was leider immer noch fehlt, ist das schon früher in [2] angeregte Leitungsmuster-Abfallstück zum ersten Erproben der Löttechnik sowie einige zusätzliche Kontaktfedern und eine zweite Federleiste. Die seit jeher angekündigten einzelnen Federsteckleisten, das A und O der vielseitigen und erst dann rentablen Benutzung der Bausteine, sind nämlich bis heute noch nicht ausreichend zu haben, und auch an der Preisgestaltung der Baugruppen hat sich noch nichts geändert. Hier muß unbedingt etwas geschehen, und zwar sehr bald. Dann wird auch der Hersteller nicht mehr über unbefriedigenden Absatz einzelner Baugruppen — und groteskerweise gerade der GES-4-1-Endstufe, einem der universellsten Bausteine — zu klagen haben.

Bleibt abschließend festzustellen: Der EBS 2-1 ist ein sehr leistungsfähiger Empfängerbaustein, er wird sich sehr schnell durchsetzen. Es soll noch erwähnt werden, daß das im Militärverlag Berlin in der Reihe „Der praktische Funkamateur" als Band 41 erschienene Heft „Bausteintechnik für den Amateur" speziell diesen Bausteinen gewidmet ist. Es zeigt besonders ausführlich die vielseitigen Möglichkeiten, für die man die Bausteine verwenden könnte, falls man die entsprechenden Federleisten hätte . . .!

Jakubaschk

Literatur

[1] Schlenzig, K.: Der Kleinbaustein EBS 2-1. radio und fernsehen 13 (1964) H. 3 S. 83

[2] Jakubaschk, H.: Wir lernten kennen: Elektronische Kleinbausteine. radio und fernsehen 12 (1963) H. 22 S. 696

Das einzige noch fehlende Glied in der so entworfenen Einrichtung zur automatischen Scharfabstimmung ist die steuerbare Kapazität, deren Blindwiderstand von der angelegten Spannung abhängt. Hierfür bieten sich hauptsächlich zwei Lösungen an:

Die ältere Lösung ist die Reaktanzstufe mit einer Elektronenröhre [2]. Je nach Schaltung dieser Stufe erhält man zwischen Anode und Katode der Elektronenröhre einen positiven oder negativen Blindwiderstand (Induktivität oder Kapazität), die der Steilheit der betreffenden Röhre proportional sind. Bei Elektronenröhren, bei denen ein annähernd linearer Zusammenhang zwischen Steilheit und Gitter(gleich)spannung besteht, kann so auf einfache Art eine automatische Scharfabstimmeinrichtung aufgebaut werden (Bild 4). Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß die gleiche Reaktanzstufe infolge des linearen Zusammenhangs zwischen Steuerspannung und Blindwiderstandsänderung auch zur hochwertigen Frequenzmodulation [3] [4] verwendet werden kann.

So einfach im Prinzip die automatische Scharfabstimmung mit Reaktanzröhre ist, so hat sie auch einige Nachteile:

Zunächst sind hier der Aufwand und die Störmöglichkeit zu nennen. Eine Elektronenröhre bedeutet im Rundfunkempfänger einen gewissen Aufwand, zu dem sich die zahlreichen Störmöglichkeiten durch Röhrendefekte addieren. Diese wiederum bedingen Reparaturen, die stets mit Kosten verbunden sind. Im batteriegespeisten Rundfunkempfänger bedeutet die Reaktanzröhre eine zusätzliche Belastung von Heiz- und Anodenbatterie, die sich naturgemäß in einer Verringerung der Lebensdauer dieser Batterien auswirkt. Zu diesen Nachteilen kommt noch bei Verwendung von Reaktanzröhren im UKW-Rundfunkbereich, daß hier die geringen Röhrenkapazitäten in der Reaktanzstufe bereits stören.

Die zweite Lösung für den steuerbaren Blindwiderstand ist die Halbleiterdiode. Bei näherer Betrachtung zeigt sich, daß es mit diesem Bauelement zwei grundsätzlich verschiedene Lösungsmöglichkeiten gibt:

Die eine Lösung sieht eine Reihenschaltung einer in Durchlaßrichtung gepolten Diode und einer kleinen Kapazität parallel zum Oszillatorschwingkreis vor (Bild 5). Wird die an der Diode liegende Gleichspannung verändert, so ändert sich auch ihr Durchlaßwiderstand. Die Schaltung gemäß Bild 5 läßt sich durch die im Bild 6 ersetzen. Den mathematischen Beweis, daß sich durch Änderung des Widerstandes in der Reihenschaltung tatsächlich eine Verstimmung der Resonanzfrequenz des Oszillatorschwingkreises ergibt, liefert die Umwandlung der Reihenschaltung in eine Parallelschaltung.

Bild 6 läßt sich durch folgende Beziehungen in Bild 7 überführen:

$$R_p = R_r + \frac{X_r^2}{R_r}$$

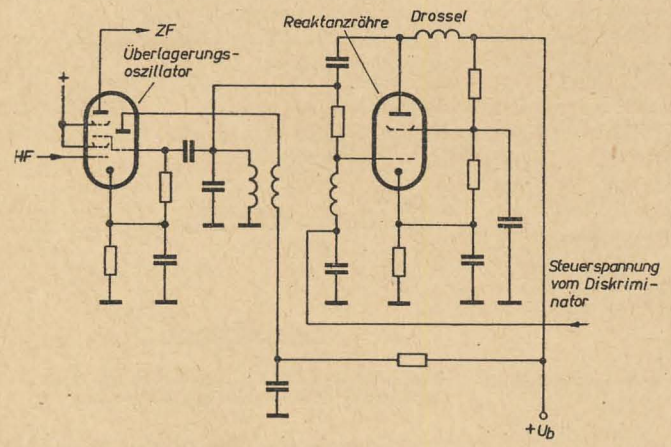


Bild 4: Ältere AFC-Schaltung mit Reaktanzröhre

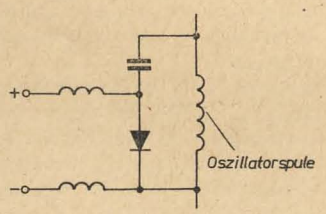


Bild 5: Abstimmung mit einer in Durchlaßrichtung geschalteten Halbleiterdiode in Reihe mit einer kleinen Kapazität

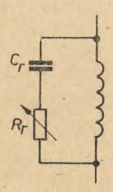


Bild 6: Ersatz der in Durchlaßrichtung gepolten Halbleiterdiode im Bild 5 durch einen Regelwiderstand

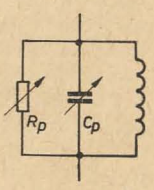


Bild 7: Der Reihenschaltung im Bild 6 äquivalente Parallelschaltung

$$X_p = X_r + \frac{R_r^2}{X_r}$$

Hierin bedeuten R die Wirk-, X die Blindwiderstände, der Index p kennzeichnet die Glieder in der Parallelschaltung, der Index r die der Reihenschaltung.

Aus der unteren Gleichung ist ersichtlich, daß sich der Blindwiderstand der Parallelschaltung ändert, wenn sich der Wirkwiderstand der Reihenschaltung, nämlich der Durchlaßwiderstand der Diode im Bild 5, ändert. Eine auf diesem Prinzip beruhende, nachträglich einzubauende automatische Scharfabstimmschaltung wurde bereits vor fünf Jahren in dieser Zeitschrift veröffentlicht [5].

Eine andere Wirkungsweise ergibt sich, wenn man parallel zum frequenzbestimmenden Schwingkreis eine Halbleiterdiode schaltet, die durch eine angelegte Gleichspannung im Sperrbereich arbeitet. Hier ändert sich die Sperrschichtkapazität der Diode in Abhängigkeit von der Gleichspannung. Durch einfaches Variieren der Gleichspannung ergibt sich so die Möglichkeit, die Resonanzfrequenz des frequenzbestimmenden Schwingkreises zu ändern. Bereits in einem früheren Beitrag wurde ausführlich auf diese Art der automatischen Scharfabstimmung im VHF-Tuner eingegangen [6]. Bild 8 zeigt die Prinzipschaltung dieser Art Diodenabstimmung, aus der ersichtlich ist, daß sich diese Schaltung von der im Bild 5 lediglich durch die Polarität der Diode bzw. der an ihr liegenden Spannung unterscheidet. Der Kondensator C_1 im Bild 8 dient der galvanischen Trennung, da sonst die Gleichspannung an der Kapazitätsdiode von der Spule kurzgeschlossen würde. Aus diesem Grunde werden gelegentlich die beiden Arten Diodenabstimmschaltungen verwechselt, obwohl ihre Wirkungsweise grundsätzlich verschieden ist.

Beide Diodenabstimmschaltungen verlangen eine Steuerspannung, die stets in gleicher Richtung wirkt, d. h. nicht durch Null geht, da die Diode entweder stets in Durchlaßrichtung (1. Fall) oder stets in Sperrichtung (2. Fall) arbeiten muß. Aus diesem Grunde verwendeten frühere Schaltungen stets eine Gleichspannungs- bzw. Gleichstromverstärkerstufe (Bild 9), die die Spannungsänderung des Diskriminators in eine Stromänderung umwandelte. Erst durch die Entwicklung neuer Kapazitätsdioden, die bei geringer Änderung der Sperrspannung bereits große Kapazitätsänderungen ergaben, ließen sich Dioden-Abstimmschaltungen ohne Gleichspannungsverstärker bzw. Gleichstromverstärker bauen. Zur Erläuterung mag Bild 10 dienen, das einen vereinfachten Ausschnitt aus der Schaltung des „Amigo T 50 K Automatik" von Schaub-Lorenz darstellt.

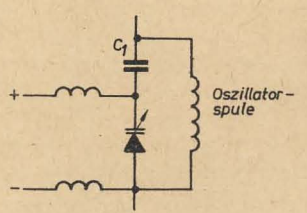


Bild 8: Abstimmung mit einer in Sperrichtung gepolten Halbleiterdiode (C_1 dient nur zur galvanischen Trennung)

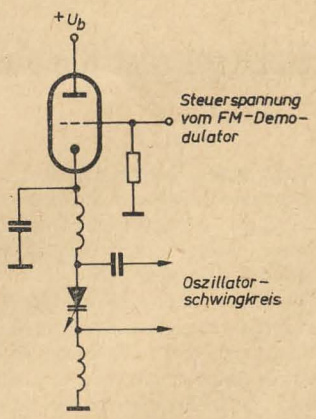


Bild 9: Gleichstromverstärkerstufe zwischen Diskriminator und Kapazitätsdiode

Die Abstimmdiode BA 111, die parallel zum Oszillatorschwingkreis liegt, erhält aus dem Verhältnisgleichrichter eine Steuerspannung. Damit aber die Kapazitätsdiode ständig in Sperrichtung arbeitet, liegt an ihrer Katode zusätzlich eine positive Spannung aus der Speisebatterie. Aus der durch Null gehenden Spannung ist durch Addition mit einer kon-

stanten Gleichspannung so eine mehr oder weniger positive Spannung geworden.
Die Schaltung zur automatischen Scharfabstimmung ist „so" sehr einfach geworden. Der Aufwand ist im Verhältnis zum großen Nutzen (z. B. im Autoempfänger) gering. Letzteres gilt auch für die Störungsmöglichkeiten, da Halbleiterdioden — noch dazu bei der geringen vorliegenden Beanspruchung — eine praktisch unbegrenzte Lebensdauer besitzen. Obwohl im Prinzip jede Halbleiterdiode als Kapazitätsdiode verwendet werden kann — bei ihnen ändert sich stets die Sperrschichtkapazität mit der Sperrspannung — empfiehlt sich doch die Verwendung einer speziellen Kapazitätsdiode, die besonders für den Zweck der automatischen Scharfabstimmung entwickelt wurde. Eine entsprechende Diode aus der Entwicklung des VEB Werk für Fernsehelektronik trägt die Bezeichnung OA 910.

Zusammenfassung

Die verschiedenen modernen Möglichkeiten zur automatischen Scharfabstimmung (AFC, automatic frequency control) wurden erklärt und besonders auf die beiden Schaltungsarten von Halbleiterdioden in Einrichtungen zur automatischen Scharfabstimmung eingegangen. Von den verschiedenen Lösungsmöglichkeiten ist die mit der Halbleiterdiode in Sperrichtung (Kapazitätsdiode) die modernste. Durch den Einsatz von Kapazitätsdioden mit großer Kapazitätsänderung bei kleiner Spannungsänderung läßt sich der Gleichspannungsverstärker zwischen Demodulator und Halbleiterdiode einsparen, was den Aufwand erheblich verringert. Automatische Scharfabstimmschaltungen haben besonders im UKW-Hörrundfunkbereich eine große Bedeutung.

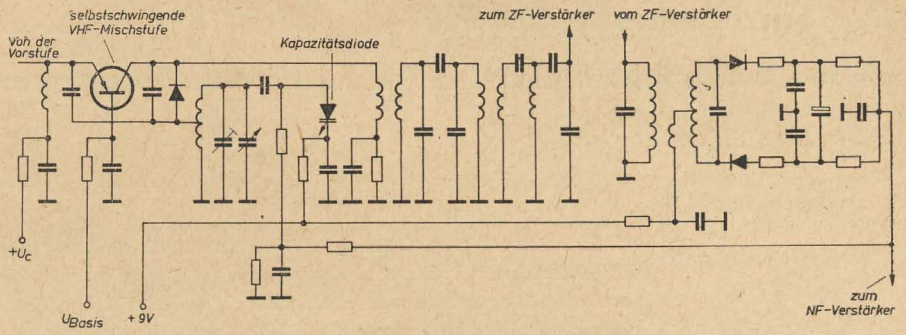


Bild 10: Moderne AFC-Schaltung ohne Gleichspannungs- oder -stromverstärker im „Amigo T 50 K"

Literatur

[1] Springstein, K.-A.: Einführung in die Kurzwellen- und Ultrakurzwellen-Empfänger-Praxis. Fachbuchverlag, Leipzig 1954
[2] Dabruck, W.: Reaktanzröhren — vielseitig anwendbare Regelorgane. radio und fernsehen 7 (1958) H. 20 S. 597 u. 598
[3] Fechner, G.: Modulationsverfahren für UKW-Rundfunksender. radio und fernsehen 7 (1958) H. 9 S. 272—276
[4] Streng, K. K.: Frequenzmodulierte Hörrundfunksender (UKW). radio und fernsehen 11 (1962) H. 16 S. 494—498
[5] Automatische Scharfabstimmung für UKW mit Diodenschaltung. radio und fernsehen 8 (1959) H. 21 S. 674—675
[6] Streng, K. K.: Der Einsatz von Halbleitern im VHF-Tuner. radio und fernsehen 11 (1963) H. 2 S. 37—39

Induktive Brummeinstreuung bei Transistorschaltungen

Niederfrequenzverstärker mit Röhren haben meistens einen hohen Eingangswiderstand. Wenn zwischen der nichtgeerdeten Netzklemme und dem Eingangspol eines empfindlichen NF-Verstärkers eine Kapazität von nur 0,05 pF besteht, können bereits Brummspannungen in der Größe von einigen Millivolt auftreten. Das weiß jeder Praktiker. Er weiß ferner, daß ein einfacher, aus dünnem Blech bestehender, an Masse liegender statischer Schirm oder eine metallische Umhüllung derartige unerwünschte Einstreuungen restlos beseitigt. Ältere Leser werden sich in diesem Zusammenhang an die in der Gitterkappe der AF 7 untergebrachte „Audion-RC-Kombination" erinnern.

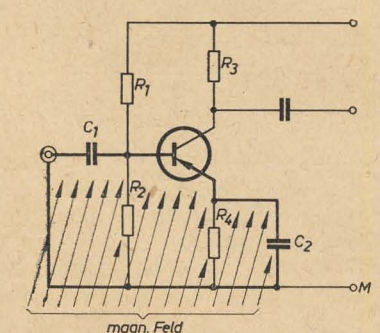


Bild 1: Brummeinstreuung in den Eingangskreis eines Transistorverstärkers bei ungünstiger Leitungsführung. Die kritische Leiterschleife ist stark ausgezogen

Bei Transistorverstärkern ist die Gefahr kapazitiver Einstreuungen sehr viel geringer, weil diese im Mittel Eingangswiderstände von einigen Kiloohm haben. Infolge des niedrigen Eingangswiderstandes besteht bei ihnen aber die Gefahr von induktiven Stromeinstreuungen. Das ist erheblich unangenehmer, weil sich tonfrequente Magnetfelder nur unter großem Aufwand an hochwertigem magnetischen Material, wie z. B. Mu-Metall, wirksam abschirmen lassen.
Wie die Brummeinstreuung im Eingangskreis eines Transistorverstärkers vor sich geht, ist im Bild 1 dargestellt. Das magnetische Feld kann beispielsweise das Streufeld eines Netztransformators sein. Wenn der Verstärker im Gerät frei beweglich wäre, ließe sich empirisch in einer bestimmten räumlichen Lage ein Brumminimum einstellen. Das ist aber meistens nicht zu realisieren.
Was ist zu tun, um die magnetische Brummeinstreuung im Eingangskreis von Transistorverstärkern klein zu halten? Die magnetische Einstreuung ist um so kleiner, je kleiner die Fläche ist, die die kritische Leiterschleife des Verstärkereingangs (die Basis-Emitterstrecke des Transistors eingeschlossen) umfaßt. Im Bild 1 verläuft die kritische Leiterschleife von der Eingangsklemme über die Kapazität C_1, die Basis-Emitterstrecke des Eingangstransistors und die Kapazität C_2 zur Masseleitung. Die über die Widerstände R_1, R_2 und R_4 geschlossenen Leiterschleifen sind belanglos, da die darin fließenden Brummströme um ein Mehrfaches geringer sind. Im Bild 2 ist eine günstigere Führung der Masseleitung von der Eingangsklemme zur Masseschiene des Verstärkers skizziert. Von der Eingangsklemme soll die Masseleitung möglichst parallel zur „heißen" Eingangsleitung bis zum Transistorbasisanschluß verlaufen. Wird die Masseleitung bei gleicher geometrischer Lage im

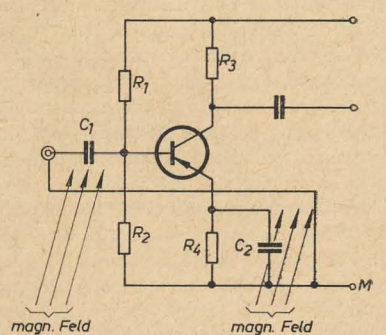


Bild 2: Vorteilhaftere Leitungsführung der Masseleitung zwischen Eingangsklemme und Verstärkerbezugsleitung

Raum ein wenig weitergeführt und dann mit der Massebezugsleitung verbunden, so entstehen zwei Leiterschleifen im Eingang, die gegenüber dem Masseanschluß des Emitters gegensinnig gepolt sind. Es tritt dann eine Brummkompensation ein.

Electronus

Nach Radio-Electronics 34 (1963) H. 4

Die Siliziumdiode OA 910 –

ein modernes Bauelement zur automatischen Frequenzregelung Teil 1

Dipl.-Ing. DIETER SAGER

Mit der raschen Weiterentwicklung der Technik wird die Bedienung elektrotechnischer Konsumgüter ständig komplizierter. Oft gewährleistet nur eine automatische Regelung eine optimale Funktion. Bei Rundfunk- und Fernsehgeräten bereitet die Sendereinstellung, besonders im Hinblick auf die HF-Stereofonie, häufig Schwierigkeiten. Mit der vom VEB Werk für Fernsehelektronik entwickelten Kapazitätsdiode OA 910 steht unserer Industrie ein kleines und wenig zusätzlichen Aufwand erforderndes Bauelement für die automatische Scharfabstimmung zur Verfügung.

Das Interesse an einer derartigen Regeleinrichtung wird ständig steigen. Deshalb werden im folgenden die grundlegenden Voraussetzungen für ein einwandfreies Arbeiten einer solchen Schaltung betrachtet. Dabei wird eine dem Praktiker geläufige Darstellungsform angewendet. Die aus der Regelungstechnik bekannten Theorien über Einschwingverhalten und Stabilität des Regelkreises werden nicht behandelt.

Der folgende Abschnitt erläutert die physikalischen Eigenschaften der Kapazitätsdiode und ihr Verhalten im Frequenzregelkreis eines UKW-Empfängers. Über die praktische Anwendung in einem Gerät der laufenden Produktion mit entsprechenden Meßwerten wird im nächsten Heft berichtet.

Diodeneigenschaften

Eine Kapazitätsdiode besitzt wie jede andere Halbleiterdiode einen pn-Übergang. Dieser stellt eine Zone im Inneren eines Halbleiterkristalls dar, in dem die Ladungsträger vom p-Typ in den n-Typ übergehen.

Mit der Stoßstelle ist zwangsläufig ein elektrisches Feld verbunden. Dadurch werden die Elektronen zur n-Seite und die Defektelektronen zur p-Seite getrieben, und es entsteht eine Zone mit nur sehr wenigen beweglichen Ladungsträgern. Die in diesem Gebiet unkompensierten Donator- und Akzeptorionen erzeugen eine Raumladung, nach der diese Zone benannt wurde. Bei Übergängen in Durchlaßrichtung ist sie schmal, in Sperrrichtung jedoch relativ breit, und es fließt fast kein Strom durch die Diode. Dadurch kann der ohmsche Spannungsabfall in den Gebieten auf beiden Seiten des Überganges vernachlässigt werden, d. h., die gesamte Spannung liegt unmittelbar an der Raumladungszone des Überganges. Auf Grund seiner günstigen Eigenschaften in Sperrichtung und der damit möglichen, fast leistungslosen Steuerung wird für Nachstimmdioden vorzugsweise n-leitendes Silizium verwendet, in das durch bestimmte thermische Behandlungsmethoden Aluminium oder Bor zur p-Dotierung eindiffundiert wird. Je nach angewendeter Technologie wird dabei ein linearer oder stufenförmiger Anstieg der Störstellendichte entstehen. Für einen linearen Störstellenanstieg verändert sich die Sperrschichtkapazität nach einer kubischen Funktion, während der stufenförmige Übergang, wie bei der Diode OA 910 angewendet, einen quadratischen Verlauf in Abhängigkeit von der angelegten Sperrspannung ergibt.

$$C = F\left[\frac{\varepsilon \cdot q}{2} \cdot \frac{1}{|u|} \cdot \frac{p_p \cdot n_n}{p_p + n_n}\right]^{\frac{1}{2}} \qquad (1)$$

Darin bedeuten:

F = Querschnittsfläche
$\varepsilon = \varepsilon_o \cdot \varepsilon_r$ = Dielektrizitätskonstante
$\varepsilon_o = 8{,}85 \cdot 10^{-14}$ As/Vcm
q = Elementarladung
p_p, n_n = Majoritätsträgerkonzentrationen
$u = U_{KA} + U_d$
U_{KA} = Sperrspannung
U_d = Diffusionsspannung (für Si bei 20 °C ≈ 0,7 V)

Wird die Raumladungszone der im Bild 1 schematisch dargestellten Diode zusätzlich von einer Wechselspannung beeinflußt, schwankt die Dicke dieser Zone im Rhythmus der Frequenz. Die dotierten Bereiche sind dabei als Beläge eines Kondensators aufzufassen und die Sperrschicht als Dielektrikum. Der Übergang besitzt also die Eigenschaften einer dynamischen Kapazität

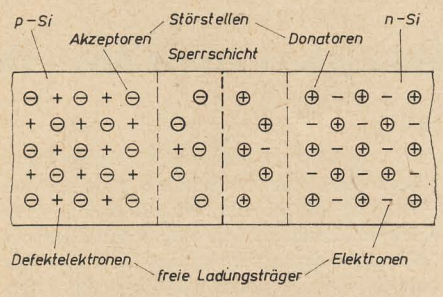


Bild 1: Ladungsträgerverteilung in einer Flächendiode

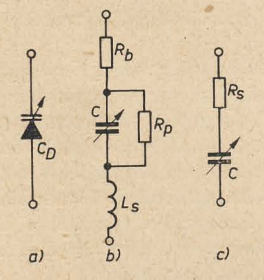


Bild 2: Symbol und Ersatzschaltungen einer Kapazitätsdiode

$$C = \frac{dQ}{du} \qquad (2)$$

mit u, der jeweiligen Spannung im Arbeitspunkt, und Q, der gesamten Ladung eines Vorzeichens in der Raumladungszone. Vergrößert man die an der Diode liegende Sperrspannung, so verringert sich entsprechend Gleichung (2) die Kapazität C, da die Sperrschicht an Ladungsträgern verarmt und das p- und n-Gebiet soweit auseinanderrücken, bis erneut Gleichgewicht zwischen den Raumladungen und dem elektrischen Feld besteht.

Diese Wirkung versinnbildlicht in geeigneter Weise das im Bild 2a gezeigte Symbol, weshalb es auch hier angewendet werden soll. Die Ersatzschaltung im Bild 2b enthält die spannungsabhängige Kapazität C, den differentiellen Widerstand R_p, den materialabhängigen Bahnwiderstand R_b und die Reiheninduktivität L_s der Anschlußdrähte (Größenordnung einige nH).

Für den interessierenden Frequenzbereich um 100 MHz läßt sich die Ersatzschaltung entsprechend Bild 2c vereinfachen. Dazu gelten folgende Voraussetzungen:

Die Induktivität L_s ist im betrachteten Frequenzbereich praktisch vernachlässigbar.

Durch Umrechnung des Parallelwiderstandes R_p in einen Reihenwiderstand lassen sich R_b und R_p zu R_s zusammenfassen.

$$R_s \approx R_b + \frac{1}{(\omega C)^2 \cdot R_p} \qquad (3)$$

Für große ω wird der zweite Summand sehr klein gegen R_b, und es gilt die Beziehung

$$R_s \approx R_b \qquad (4)$$

Die im VEB Werk für Fernsehelektronik entwickelten Kapazitätsdioden vom Typ OA 910 sind legierte Siliziumdioden. Für eine angelegte Sperrspannung U_{KA} erhält man die Sperrschichtdicke w aus der Beziehung

$$w = \sqrt{2\frac{\varepsilon}{q}\left(\frac{1}{p_p} + \frac{1}{n_n}\right) \cdot (U_{KA} + U_d)} \qquad (5)$$

Die Kapazität einer Diode steigt direkt proportional mit der Querschnittsfläche F, während eine Erhöhung von w die Kapazität verringert.

$$C_D = \frac{\varepsilon_o \cdot \varepsilon_r \cdot F}{w} \qquad (6)$$

Mit Gleichung (5) ergibt sich für C_D der Zusammenhang

$$C_D \approx (U_{KA} + U_d)^{-n} \qquad (7)$$

Die Steilheit $\Delta C/\Delta U$ wird maßgeblich durch

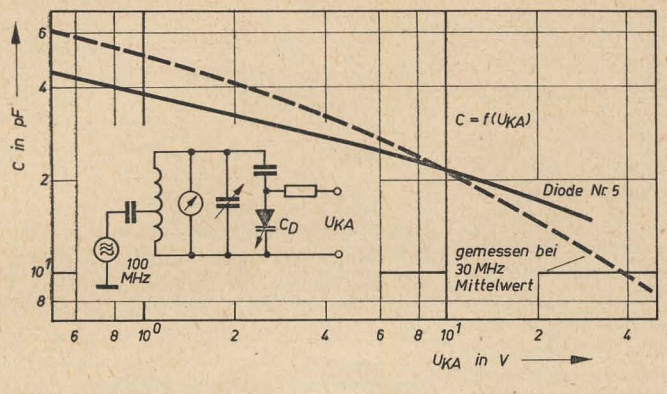


Bild 3: Sperrschichtkapazität C als Funktion der Sperrspannung U_{KA}

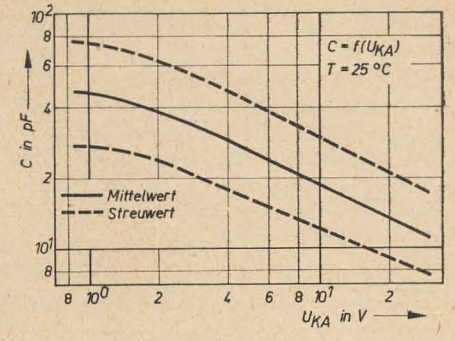


Bild 6: Streubereich der Sperrschichtkapazität

den Exponenten n bestimmt. Bei legierten Dioden kann n maximal 0,5 werden, so wünschenswert ein größerer Wert für die automatische Nachstimmung wäre. Im Bild 3 sind als Funktion der Sperrspannung der von WF bei 30 MHz gemessene Mittelwert von fünf Kapazitätsdioden OA 910 eingetragen sowie der Kapazitätsverlauf einer bei 100 MHz gemessenen Musterdiode. Zieht man die erheblichen Fehler durch die hohe Meßfrequenz und die Differenzbildung etwa gleicher Größen in Betracht, so kann eine recht gute Übereinstimmung mit der Mittelwertkurve festgestellt werden.

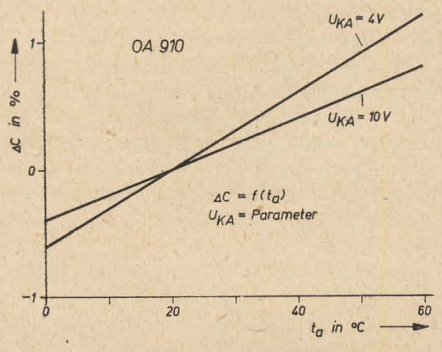


Bild 4: Prozentuale Kapazitätsänderung ΔC als Funktion der Umgebungstemperatur t_a

Bild 4 zeigt die prozentuale Abweichung der Kapazität im Temperaturbereich von 0 bis 60 °C für Vorspannungen $U_{KA} = 4$ V und 10 V. Gegenüber Raumtemperatur ergibt sich bei 0 °C eine Abweichung von etwa —5% und bei 60 °C eine positive Abweichung von maximal 1,2% bei $U_{KA} = 4$ V. Diese Temperaturabhängigkeit ist für den vorgesehenen Verwendungszweck, die automatische Scharfabstimmung in einem UKW-Empfänger, bedeutungslos. Zu ähnlichen Ergebnissen gelangt man bei der Messung des differentiellen Parallelwiderstandes R_p.

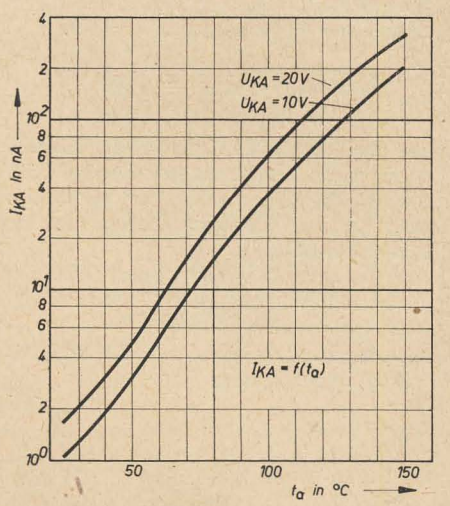


Bild 5: Sperrstrom I_{KA} als Funktion der Umgebungstemperatur t_a

Im interessierenden Arbeitsbereich für $U_{KA} = 10$ V beträgt der durch R_p hervorgerufene Sperrstrom I_{KA} höchstens 100 nA. In der vorgesehenen Schaltung ist somit eine leistungslose Steuerung möglich. Weniger erfreulich ist der im Bild 5 gezeigte starke Anstieg des Sperrstromes I_{KA} als Funktion der Temperatur. Die fast zwei Größenordnungen betragende Erhöhung von I_{KA} ist physikalisch bedingt. Sie führt kaum zu temperaturabhängigen Schwankungen der Oszillatoramplitude. Dagegen bewirkt der Bahnwiderstand R_b eine Dämpfung. Dabei bedeutet eine Vergrößerung von R_b eine höhere Dämpfung, also eine geringere Güte der Diode. Vergleicht man den angegebenen $R_b \leqq 3\,\Omega$ und die prozentuale Änderung von etwa 25% im Bereich von +15 °C bis 60 °C mit entsprechenden Typen, so könnte die Diode OA 910 etwas günstiger liegen. Es gilt der Zusammenhang:

$$Q_D \approx \frac{1}{\omega C \cdot R_b + \frac{1}{\omega C \cdot R_p}} \qquad (8)$$

Demnach liegt auch eine Frequenzabhängigkeit von Q_D vor. Trägt man die Güte als Funktion der Frequenz auf, muß ein Maximum durchlaufen werden, oberhalb dessen die Güte praktisch nur durch R_b bestimmt wird. Aus diesem Grunde sind für R_b möglichst kleine arbeitspunktunabhängige Werte anzustreben. Eine überschlägige Berechnung nach Gleichung (8) ergibt für die Diode OA 910 bei 100 MHz eine Güte $Q_D = 30$, während bekannte Vergleichstypen um den Faktor 2 bis 3 günstiger liegen.

Weiterhin ist der Bahnwiderstand R_b bzw. R_s von der Sperrspannung abhängig.

$$R_s \approx R_b = \varrho_s \cdot \frac{d - w}{F} \qquad (9)$$

wobei ϱ_s den spezifischen Widerstand des Siliziums und d die Dicke der hochohmigen Schicht des Halbleiterplättchens bedeuten.

Nach Einsetzen der Gleichung (5) ergibt sich

$$R_s \approx \varrho_s \frac{d - K_w (U_{KA} + U_d)^{\frac{1}{2}}}{F} \qquad (10)$$

mit

$$K_w = \left[2 \frac{\varepsilon}{q} \left(\frac{1}{p_p} + \frac{1}{n_n}\right)\right]^{\frac{1}{2}}$$

Für sehr große R_p verändert sich Gleichung (8) zu

$$Q_D \approx \frac{1}{\omega C \cdot R_s} \qquad (11)$$

Die Gleichungen (5), (6) und (9) in Gleichung (11) eingesetzt, ergeben nach einigen Umformungen

$$Q_D \approx \frac{(U_{KA} + U_d)^{\frac{1}{2}}}{\omega \cdot \varepsilon \cdot \varrho_s [d/K_w - (U_{KA} + U_d)]^{\frac{1}{2}}} \qquad (12)$$

Die Güte einer Kapazitätsdiode muß demzufolge in Abhängigkeit von der Sperrspannung parabolisch ansteigen, während der Bahnwiderstand nach Gleichung (10) hyperbelähnlich abfällt. Die größtmögliche Güte erhält man, wenn der Arbeitspunkt, d. h. die Vorspannung der Diode so gewählt wird, daß die Steilheit für den betreffenden Anwendungsfall gerade noch ausreicht.

Ein nicht zu unterschätzender Punkt für die Anwendung der Kapazitätsdiode sind die Exemplarstreuungen. Nach Bild 6 liegt der Streubereich für $U_{KA} = 10$ V und T = 25 °C zwischen 14 pF und 30 pF. Dieser Bereich ist verhältnismäßig groß. Für den gleichen Anwendungsfall werden andernorts bereits Dioden mit eingeengtem Streubereich angeboten.

Die Kapazitätsdiode im Frequenzregelkreis

In der Rundfunktechnik traten bisher relativ wenig Regelungsprobleme auf. Es sollen deshalb die wichtigsten Begriffe erläutert und anschließend für den speziellen Zweck der automatischen Scharfabstimmung angewendet werden. Bei einer optimalen Empfängereinstellung muß die Mitten- bzw. Trägerfrequenz

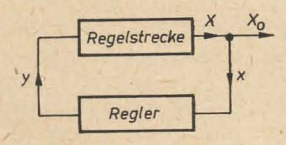


Bild 7: Regelkreis

eines Senders stets auf dem gleichen Punkt der Zwischenfrequenzkurve liegen. Das wird durch geeignete Regelung der Oszillatorfrequenz erreicht.

Nach dem im Bild 7 gezeigten allgemeinen Regelkreis unterscheidet man zwischen der Regelstrecke, die hier aus dem zu regelnden Oszillator mit einem geeigneten Stellglied besteht, das die Frequenzänderung in der beabsichtigten Richtung hervorruft und dem Regler, der aus einer Regelabweichung x die Stellgröße y erzeugt. Die Regel- oder Aus-

gangsgröße wird mit X und die Vergleichsgröße mit X_0 bezeichnet. Für den zu beschreibenden Frequenzregelkreis läßt sich ein Blockschaltbild nach Bild 8 angeben.

Die Regelstrecke besteht hier stets aus einem Oszillator, dessen Frequenz durch das Stellglied, eine spannungsabhängige Kapazitätsdiode, beeinflußt wird. Als Verstärker dient der ZF-Teil des Rundfunkempfängers. Der

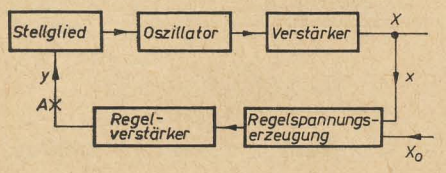


Bild 8: Blockschaltbild des Frequenzregelkreises

Regler setzt sich aus dem Regelspannungserzeuger und einem Regelverstärker zusammen, der infolge der leistungslosen Steuerung des Stellgliedes hier nicht erforderlich ist. Am Ratiodetektor entsteht neben dem demodulierten Signal eine genügend hohe Regelspannung. Unter diesen Voraussetzungen ergibt sich der auf ein Rundfunkgerät zugeschnittene Regelkreis nach Bild 9.

Danach gelten folgende Größen:

Regelgröße X
≙ Eigenfrequenz f
Vergleichsgröße X_0
≙ Sollfrequenz f_0

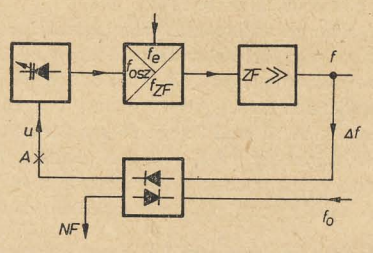


Bild 9: Frequenzregelkreis eines FM-Empfängers

Regelabweichung $x = X - X_0$
≙ Frequenzabweichung $\Delta f = f - f_0$
Stellgröße y
≙ Regelspannung u
A Auftrennung des Regelkreises zur Messung
f_1 Eigenfrequenz des Oszillators, wenn bei A Unterbrechung

Entweder bedeutet f_1 die bei geschlossenem Regelkreis auszuregelnde Frequenz oder die freie vom Empfänger nicht zu beeinflussende Frequenz eines Senderträgers. Im ausgeregelten Zustand wird $f_1 = f_0$.

Der freien Frequenz f_1 des UKW-Oszillators wird um die Sollfrequenz f_0 in positiver und negativer Richtung ein Bereich vorgegeben, in dem sie sich bewegen darf, ohne die Qualität eines Signals spürbar zu beeinträchtigen. Diese Grenzen werden nicht willkürlich festgelegt, sondern ergeben sich aus der Dimensionierung der Regelschaltung. Außerhalb des vorgesehenen Gebietes um f_0 setzt die Regelung aus, und das Signal wird nur verzerrt oder gar nicht wiedergegeben.

Arbeitet die Regeleinrichtung, so ist der Empfang eines eingestellten Senders über einen wesentlich größeren Frequenzbereich möglich. Da der Sender „festgehalten" wird, erhielt dieser Teil die Bezeichnung „Haltebereich". Ist dagegen durch zu große Abweichung von f_0 das Regelsystem außer Betrieb, so müssen die angegebenen Grenzwerte in Richtung f_0 erst überschritten sein, ehe der gewünschte Sender wieder „eingefangen" wird. Hierfür wird deshalb die Bezeichnung „Fangbereich" verwendet. Bild 10 zeigt die Arbeitsbereiche der Regelschaltung.

Das Regelglied hat die Aufgabe, aus einer Abweichung vom Sollwert f_0 nach Betrag und Phase eine Stellgröße y, d. h. eine Regelspannung u zu erzeugen. Daß die Sollfrequenz f_0 bei der automatischen Scharfabstimmung nur scheinbar in Form eines bestimmten Punktes auf der Durchlaßkurve existiert, ändert nichts an der prinzipiellen Wirkungsweise.

Bild 11 zeigt die Demodulatorkurve, wie sie zur Umwandlung des frequenzmodulierten Signals in ein NF-Signal benötigt wird. Die Polarität muß dabei so ausgelegt sein, daß für eine Abweichung der Oszillatorfrequenz

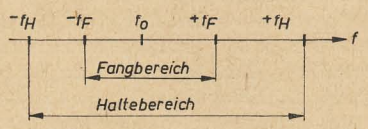


Bild 10: Arbeitsbereiche der Regelschaltung

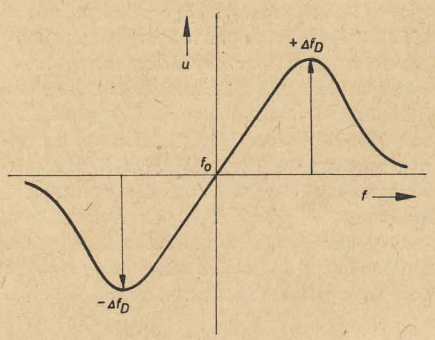


Bild 11: Demodulatorkurve

nach höheren Werten am Ausgang eine positive Verstimmungsspannung entsteht, um durch das Stellglied — die Kapazitätsdiode — den Oszillator nach tieferen Frequenzen nachzustimmen.

Die vom Ratiodetektor abgegebene Regelspannung entsteht unabhängig davon, welche der beiden die Zwischenfrequenz f_{ZF} bildenden Frequenzen, die Oszillatorfrequenz f_{Osz} oder die Empfangsfrequenz f_e, als variabel angesehen werden.

Ergibt sich z. B. durch ungenügende Temperaturkompensation des Oszillators ein Auswandern nach höheren Frequenzen um $\Delta f'$, so wird entsprechend Gleichung (13)

$$f_{Osz} - f_e = f_{ZF} \qquad (13)$$

die Zwischenfrequenz um $\Delta f'$ größer, und am Ratiodetektor entsteht eine positive Regelspannung. Eine positive Regelspannung bewirkt nach Bild 3 (Vergrößerung der Diodenkapazität) eine niedrigere Oszillatorfrequenz, womit die Abweichung vom Sollwert kompensiert wird. Die Schaltung arbeitet als Folgeregler. Deshalb wird sich nicht die Freifrequenz f_1, sondern eine Eigenfrequenz f einstellen, die von der Sollfrequenz f_0 um Δf abweicht.

Weiterhin gilt

$$f_1 - f_0 = \Delta f_1 \qquad (14)$$

Mit diesen Werten läßt sich die Regelsteilheit S des Systems definieren.

$$S = \frac{\Delta f_1}{\Delta f} \qquad (15)$$

Die Regelgrenzen sind im Bild 11 durch die Punkte $\pm\Delta f_D$ gekennzeichnet, sie geben den Haltebereich $\pm f_H$ nach Bild 10 an. Ein Sender befindet sich im Fangbereich, wenn $\Delta f_1 \leqq +\Delta f_D$ bzw. $\geqq -\Delta f_D$, und er wird gehalten, solange $\Delta f \leqq +\Delta f_D$ bzw. $\geqq -\Delta f_D$ ist. Je größer also die Steilheit S gewählt werden kann, um so weniger weicht die Eigenfrequenz f vom Sollwert f_0 ab. S ist damit ein Maß für die Güte der Ausregelung eines Fehlers. Bei aufgetrenntem Regelkreis ist die Regelspannung u eine Funktion der Frequenzabweichung.

$$u = U(\Delta f) \qquad (16)$$

Bei Einsatz einer spannungsabhängigen, nach dem Legierungsverfahren hergestellten Kapazitätsdiode gilt Gleichung (7) mit $n = 0{,}5$. Zur Erzielung des benötigten Nachstimmbereiches und Verringerung der Diodengrundkapazität (großer Streubereich) wird der Reihenschaltung aus Kapazitätsdiode und verlustarmem Keramikkondensator ein weiterer Kondensator parallelgeschaltet. Gleichzeitig ergibt sich dabei eine Herabsetzung des wirksamen Verlustanteils.

Die im Bild 12 an den Klemmen 1 und 2 anliegende Schwingspannung des Oszillatorkreises wird durch die Reihenschaltung von C_s und C_D soweit vermindert, daß der Arbeitspunkt von C_D bei $U_{KA} = 6$ V liegen kann,

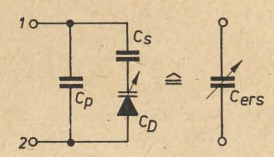


Bild 12: Bestimmung der Ersatzkapazität

ohne eine Aussteuerung in den positiven Bereich durch die Oszillatorspitzenspannung zu verursachen.

$$C_{ers} = \frac{C_s \cdot C_D}{C_s + C_D} + C_p \qquad (17)$$

Für die Reihenschaltung von C_s und C_D errechnet sich die Kapazitätsänderung zu

$$\Delta C_{ers}' = \left(\frac{C_s}{C_s + C_D}\right)^2 \cdot \Delta C \qquad (18)$$

Die Parallelkapazität C_p ändert den Absolutbetrag von ΔC nicht, sondern verschiebt nur den Arbeitsbereich um den Wert von C_p. Aus einer einfachen Überlegung erhält man aus Bild 12 die Güte

$$Q_{ers} = (C_p + C_D)\left(\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_D}\right) \cdot Q_D \qquad (19)$$

Mit Gleichung (7) ergibt sich die Abhängigkeit von der Sperrspannung

$$Q_{ers} \approx [C_p + (U_{KA} + U_d)^{-1/2}] \cdot \left[\frac{1}{C_s} + (U_{KA} + U_d)^{1/2}\right] \cdot Q_D \qquad (20)$$

Fortsetzung auf S. 435

RÖHRENINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK, BERLIN (WF)

K. STURM 1

Zukünftig werden wir Sie an dieser Stelle über die wichtigsten, für die professionelle Anwendung bestimmten WF-Röhren informieren. Wir beginnen mit den Spannungsstabilisatoren aus der Gruppe der Gasentladungsröhren.

Stabilisatorröhren StR 75/60 StR 85/10 StR 90/40 StR 100/80 StR 108/30 StR 150/15 StR 150/30

Die hier aufgeführten Stabilisatorröhren sind Gasentladungsröhren mit einer Entladungsstrecke. Sie werden zum selbsttätigen und trägheitslosen Konstanthalten einer Gleichspannung verwendet. Außerdem dienen sie zur Siebung bzw. Begrenzung von Gleichspannungen.

Stabilisatorröhren werden in der Nachrichtentechnik und der gesamten Elektronik überall dort verwendet, wo Spannungsschwankungen am Verbraucher auszugleichen sind; ganz gleich, ob diese Schwankungen durch Netzspannungsschwankungen oder durch Laständerungen hervorgerufen werden. Die Stabilisatorröhren können in beliebiger Lage in Geräte eingebaut und betrieben werden.

Die Röhren werden nicht geheizt. Sie haben eine Edelgasfüllung von etwa 1/20 des normalen Luftdruckes.

Die Arbeitsweise beruht darauf, daß beim Anlegen einer Gleichspannung durch die in der Röhre vorhandenen Gasionen eine Glimmentladung gezündet wird. Solange eine bestimmte Stromdichte auf der Katode nicht überschritten wird, ist die Brennspannung der Glimmstrecke nur in geringem Maße vom Belastungsstrom abhängig.

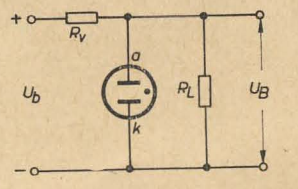


Bild 1: Grundschaltung (R_V = Vorwiderstand, R_L = Lastwiderstand)

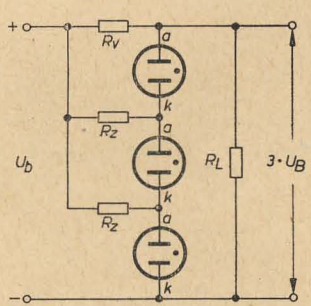


Bild 2: Serienschaltung von Stabilisatorröhren

Die Stabilisatorröhren nehmen stets den vom Verbraucher nicht aufgenommenen Strom auf und sind dann der größten Beanspruchung ausgesetzt, wenn an der stabilisierten Stromquelle kein Verbraucher angeschlossen ist.

Schaltungsbeispiele:

In den Schaltungsbeispielen bedeutet U_b die angelegte Betriebsspannung, sie muß stets größer als die Zündspannung U_z sein. R_v ist der erforderliche Vorwiderstand (Bild 1). Er ist so zu bemessen, daß der an ihm entstehende Spannungsabfall mindestens der halben Brennspannung entspricht.

Grundsätzlich ist an die Anode die positive Spannung zu legen. Die Stabilisatorröhren können zur Erzielung höherer Brennspannungen hintereinander geschaltet werden (Bild 2). Im Schaltungsbeispiel wurden drei Stabilisatorröhren verwendet, so daß man am Ausgang die Summe der Brennspannungen von den Stabilisatorröhren erhält. Werden, wie im Schaltungsbeispiel angenommen,

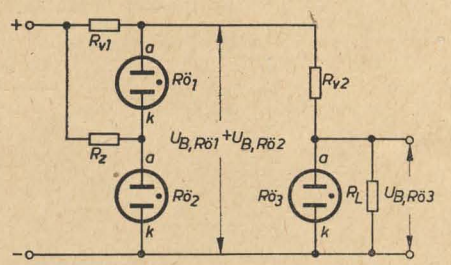


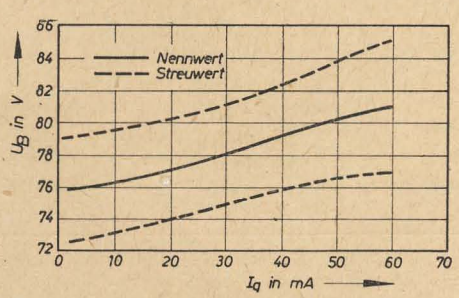
Bild 3: Kaskadenschaltung zum Erzielen einer höheren Spannungskonstanz

drei gleiche Röhrentypen verwendet, so ist die Summenspannung gleich 3 U_B. Hier ist der Vorwiderstand R_v so zu bemessen, daß der an ihm entstehende Spannungsabfall mindestens der halben Summenspannung entspricht.

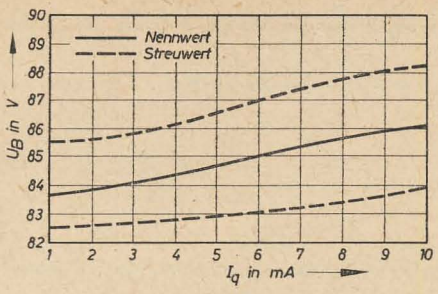
Für den Zündwiderstand R_z werden 0,5 MΩ empfohlen.

Wird eine höhere Spannungskonstanz gefordert, so können die Stabilisatorröhren zu diesem Zweck zu einer Kaskade zusammengeschaltet werden (Bild 3).

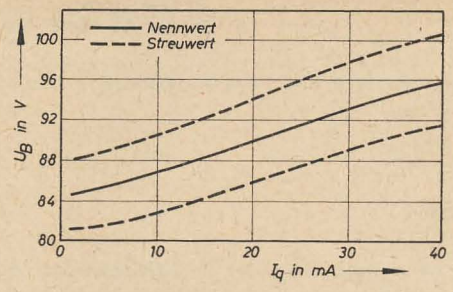
Die Vorwiderstände R_{v1} und R_{v2} sind jeweils so zu bemessen, daß der an R_{v1} entstehende Spannungsabfall mindestens der halben Summenspannung $U_{B,\,Rö1} + U_{B,\,Rö2}$ und der an R_{v2} entstehende Spannungsabfall mindestens der halben Brennspannung $U_{B,\,Rö3}$ entspricht. Für den Zündwiderstand R_z werden ebenfalls 0,5 MΩ empfohlen.



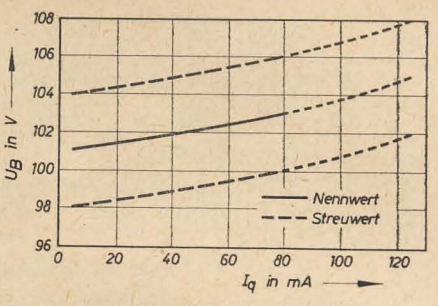
Brennspannungskennlinie der StR 75/60



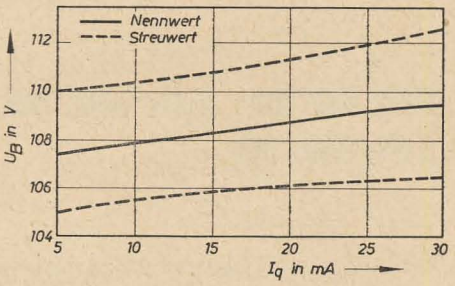
Brennspannungskennlinie der StR 85/10



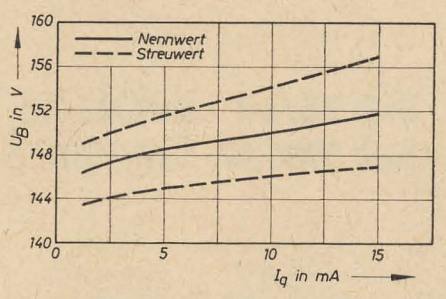
Brennspannungskennlinie der StR 90/40



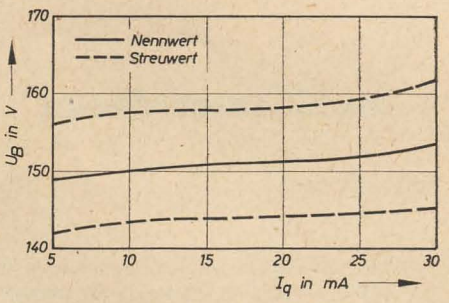
Brennspannungskennlinie der StR 100/80



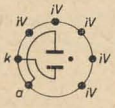
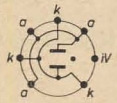
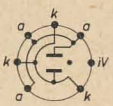
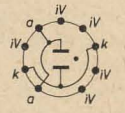
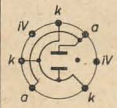
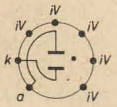
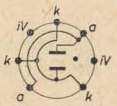
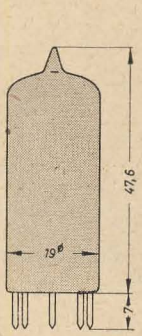
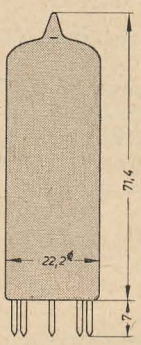
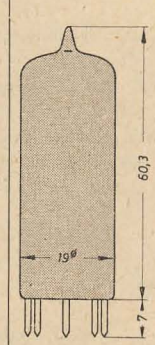
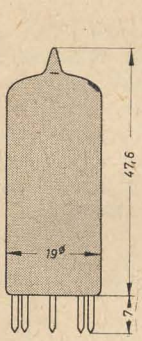
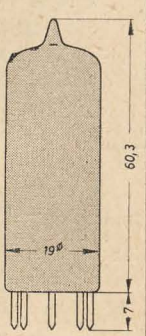
Brennspannungskennlinie der StR 108/30



Brennspannungskennlinie der StR 150/15



Brennspannungskennlinie der StR 150/30

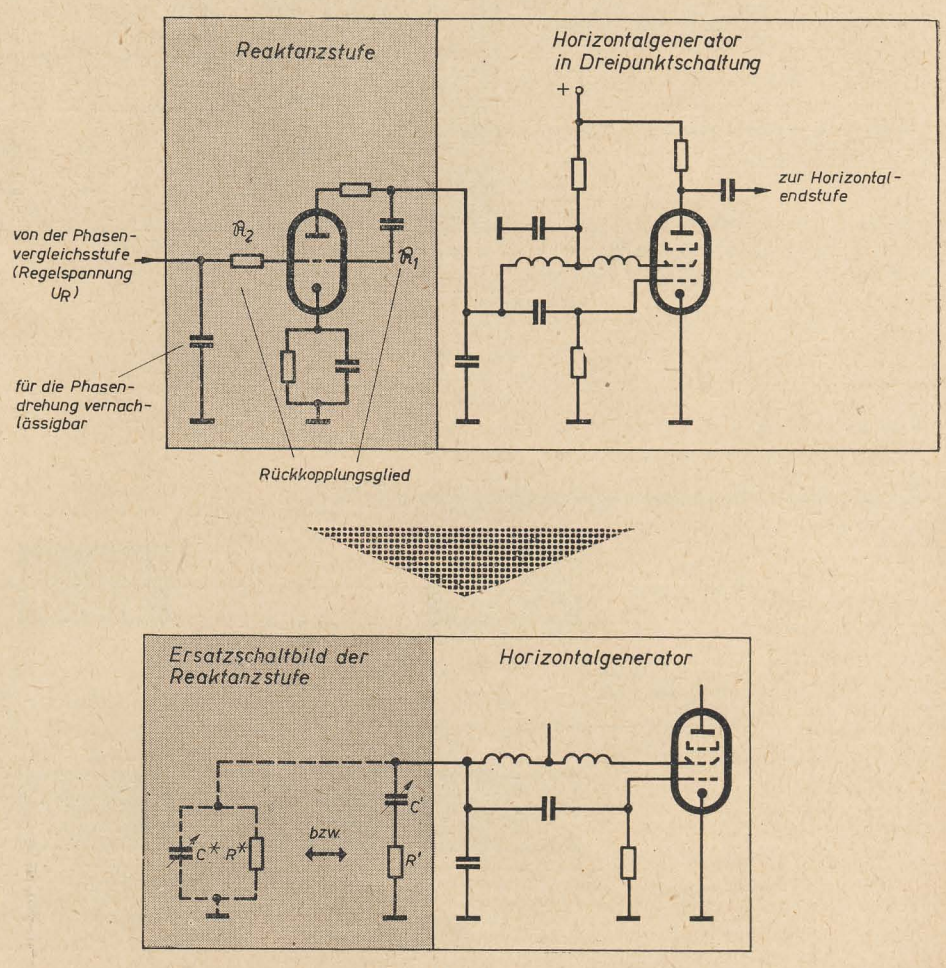
		StR 75/60	StR 85/10	StR 90/40	StR 100/80	StR 108/30	StR 150/15	StR 150/30
Sockelschaltbild (von unten gegen die Röhre gesehen)								
Maßbild (max. Abmessungen)								
		7-Stift-Miniaturröhre	7-Stift-Miniaturröhre	7-Stift-Miniaturröhre	9-Stift-Miniaturröhre	7-Stift-Miniaturröhre	7-Stift-Miniaturröhre	7-Stift-Miniaturröhre
Gewicht		≈7 p	≈7 p	≈7 p	≈17,5 p	≈10 p	≈7 p	≈10 p
Röhrenstandard		TGL 14024	TGL 11527	TGL 11528	TGL 11615	TGL 11529	TGL 200-8145	TGL 11526
KENNWERTE								
Zündspannung	U_z	≦116 V	≦125 V[1]	≦125 V[1]	≦150 V[1]	≦132 V[1]	≦180 V[1]	≦180 V[1]
Brennspannung bei mittlerem Querstrom	U_B	78 V	85 V	90 V	101 V	108 V	150 V	150 V
	$U_{B\,max}$[2]	81 V	87 V	94 V	105 V	111 V	154 V	158 V
	$U_{B\,min}$[2]	75 V	83 V	86 V	99 V	106 V	146 V	144 V
Querstrom (Mittelwert)	I_q	30 mA	6 mA	20 mA	45 mA	17,5 mA	10 mA	17,5 mA
Brennspannungsänderung	$\Delta U_{B\,max}$	8 V (bei I_q = 2…60 mA)	4 V (bei I_q = 1…10 mA)	14 V (bei I_q = 1…40 mA)	3,5 V (bei I_q = 5…80 mA)	3,5 V (bei I_q = 5…30 mA)	4,5 V (bei I_q = 5…15 mA)	4,5 V (bei I_q = 5…30 mA)
Brennspannungsänderung während der Lebensdauer	$\Delta U_{B\,max}$		0,5%	1%			1%	
innerer Widerstand	R_i	≈100 Ω	≈250 Ω	≈300 Ω	≈20 Ω	≈100 Ω	≈250 Ω	≈100 Ω
Temperaturkoeffizient der Brennspannung	$\alpha\, U_B$		≈ —2,7 mV/°C	≈ —2,7 mV/°C			≈10 mV/°C	
Anlaufzeit	t_{AL}	≧3 min	≧3 min	≧3 min	≧3 min	≧10 min	≧10 min	≧10 min
GRENZWERTE								
Querstrom	$I_{q\,max}$	60 mA	10 mA	40 mA	80 mA[4]	30 mA	15 mA	30 mA
	$I_{q\,min}$	2 mA	1 mA	1 mA	5 mA	5 mA	5 mA	5 mA
Parallelkondensator	$C_{p\,max}$				0,1 µF[5]	0,1 µF[5]		0,1 µF[5]
Einschaltstrom	$I_{L\,max}$	100 mA[3] (max. 30 s)			200 mA (max. 15 s)	75 mA (max. 10 s)		75 mA (max. 10 s)
Umgebungstemperatur	$t_{Ugb\,max}$	+90 °C	+90 °C	+90 °C	+90 °C	+90 °C	+90 °C	+90 °C
	$t_{Ugb\,min}$	—55 °C	—55 °C	—55 °C	—55 °C	—55 °C	—55 °C	—55 °C

[1]) Bei völliger Dunkelheit kann dieser Wert bedeutend höher liegen. [2]) Streuwert von Röhre zu Röhre. [3]) Der Einschaltstrom soll im Interesse der Lebensdauer auf 30 s je 8 h begrenzt werden. [4]) Eine dauernde Belastung bis zu max. 125 mA ist zulässig. Hierbei steigt der Innenwiderstand auf etwa 40 Ω. [5]) Um Kippschwingungen zu vermeiden, soll ein parallel zur Röhre geschalteter Kondensator diesen Wert nicht überschreiten.

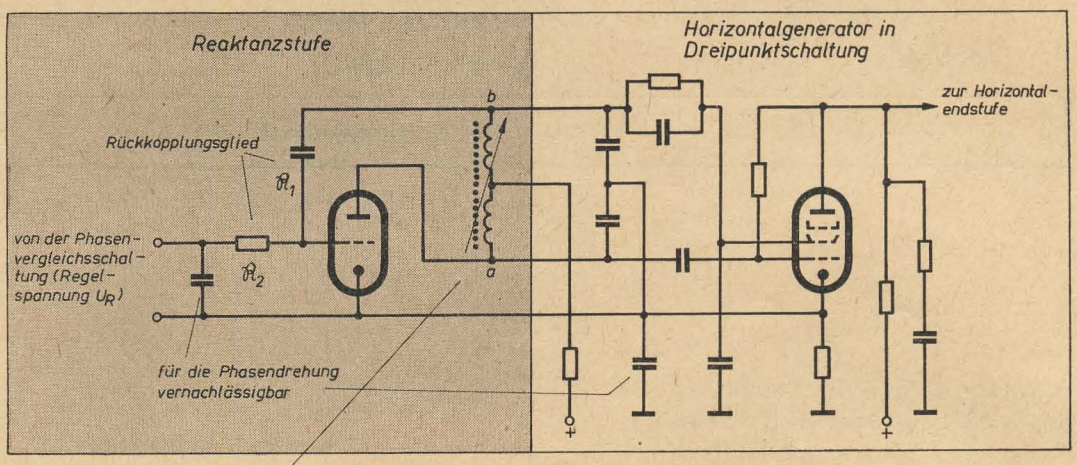
3. Anwendungen der Reaktanzstufen als elektronisches Regelglied

3.1. Reaktanzstufe zur Synchronsteuerung des Horizontalgenerators im TV-Empfänger

3.1.1. Reaktanzstufe als regelbare positive Kapazität wirkend

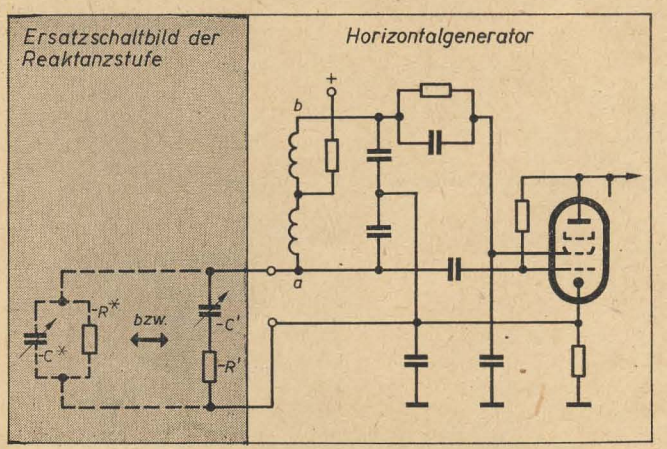


3.1.2. Reaktanzstufe als regelbare negative Kapazität wirkend

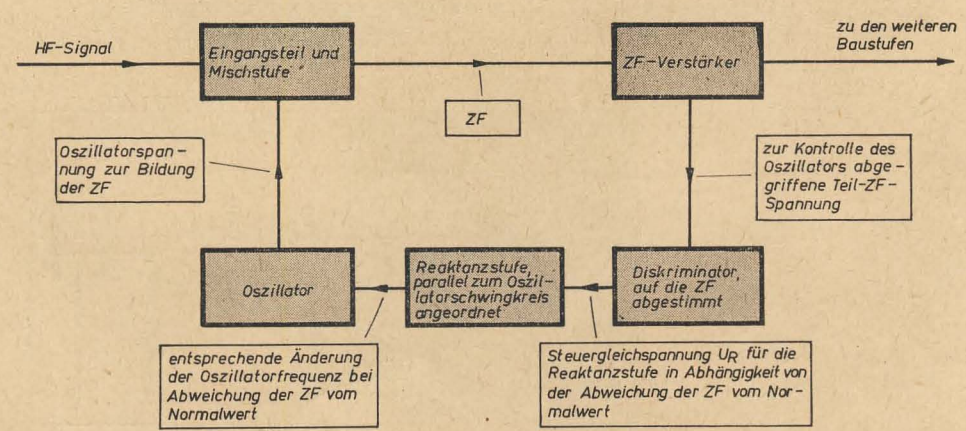


Ausnutzung der Oszillatorspule als 180°-phasen-drehender Übertrager für die Reaktanzstufe, Span-nungen an a und b um 180° in der Phase verschoben

(Beachte: Gegenüber der Schaltung 3.1.1. kein zusätz-liches Bauelement für die 180°-Phasendrehung)



3.2. Nachstimmautomatik eines allgemeinen Funkempfängers



Fortsetzung von S. 430

Danach steigt die Gesamtgüte mit wachsender Sperrspannung, während die Steilheit sinkt. Eine optimale Güte ergibt sich bei der Spannung U_{KA}, bei der die Steilheit $\Delta C/\Delta U$ gerade noch für die vorgesehene Anwendung ausreicht.

Die aus den Gleichungen (17) und (18) errechenbaren Werte bilden die Grundlage für die bei offenem Regelkreis zu messende Stellkurve.

$$f = F(u) \qquad (21)$$

Als Funktion der Regelspannung u erhält man danach die Eigenfrequenz f.

Für die Gleichungen (16) und (21) lassen sich zwei Steilheiten definieren.

$$S_1 = \frac{\partial u}{\partial f} = \text{Reglersteilheit} \qquad (22)$$

und

$$S_2 = \frac{1}{\frac{\partial F}{\partial u}} = \text{Stellsteilheit} \qquad (23)$$

Mit Gleichung (15) wird die Regelsteilheit S des gesamten Systems

$$S = \frac{\Delta f_1}{\Delta f} = 1 + \frac{S_1}{S_2} \qquad (24)$$

Je kleiner also S_2, desto besser wird die Steuerfähigkeit des Stellgliedes, weil mit der gleichen Regelspannung u eine wesentlich größere Frequenzabweichung erzielt wird. Die Regeleinrichtung verringert eine Fehlabstimmung des Oszillators also um so stärker, je größer der Quotient aus Regler- und Stellsteilheit ist.

Nach diesen Gesichtspunkten wurde in einen AM-FM-Super vom Typ „Oberon-Stereo" eine automatische Nachstimmschaltung eingebaut. Dazu mußte das Ratiofilter überarbeitet werden. Im Originalzustand ergibt sich bei Verstimmung des Oszillators nach höheren Frequenzen eine negative Regelspannung. Die Kapazitätsdiode benötigt jedoch zum Ausregeln dieser Abweichung eine positive Regelspannung.

Bauanleitung für einen volltransistorisierten Fernsteuersender

HEINZ BERGER

Die Anwendung von Fernsteueranlagen ist sehr vielseitig. Es können Steuervorgänge aus der Ferne durchgeführt bzw. gelenkt werden. Man braucht dabei nur an die Steuerung recht gefährlicher kerntechnischer Anlagen zu denken. Das gilt auch für andere Betriebe und Anlagen (z. B. ferngesteuerte Krananlagen). Hier erweist sich die Fernsteuerung aus praktischen und wirtschaftlichen Gründen als vorteilhaft.

Neben diesen Anwendungsgebieten der Funkfernsteuerungstechnik ist die Fernsteuerung von Modellen sehr interessant. Bei entsprechendem Einbau der Fernsteuerung in Flugzeug-, Schiffsmodellen usw. kann je nach Umfang der Anlage die Steuerung über NF-Frequenzen erfolgen. Bei gedrückter NF-Taste im Sender wird dieser mit der betreffenden Frequenz moduliert. Diese modulierte HF gelangt drahtlos zum Empfänger, in dem es die vorher bestimmte Steuerung einleitet.

Die Möglichkeiten zur Fernsteuerung sind vielseitig. Steuerungen können über Fotozellen mit Lichtstrahlen, über Mikrofonempfänger und Schallsender mit Ultraschall, über Magnetfeldsender und -empfänger mit magnetischen Wechselfeldern sowie über HF-Sender und HF-Empfänger mit Kurzwellen erfolgen.

Die Funkfernsteuerungstechnik ist allen anderen Verfahren überlegen. Zur Übertragung der Signale stehen drei Trägerfrequenzen von 13,56 MHz, 27,12 MHz und 461,04 MHz zur Verfügung.

Die in dieser Anlage zur Anwendung kommende Frequenz beträgt 27,125 MHz, für deren Betrieb die Genehmigung der Deutschen Post erforderlich ist.

Aufbau

Der Sender ist in einem lackierten Eisenblechgehäuse von 110 × 195 × 100 mm untergebracht, das gleichzeitig als elektrisches Gegengewicht der Antenne dient (Bild 1). Die NF-Anlage ist mit drei unabhängigen Kanälen (d. h. drei unabhängigen Frequenzen) ausgestattet. Durch einen Tastenschalter werden die drei Kanäle geschaltet. Durch Kombination dieser drei Kanäle miteinander kommt man auf sieben Kanäle, z. B.

Kanäle 1 und 2 = Kanal 4
Kanäle 1 und 3 = Kanal 5
Kanäle 2 und 3 = Kanal 6
Kanäle 1, 2 und 3 = Kanal 7

An der unteren Hälfte der Vorderfront befindet sich der Tastenschalter. An der rechten Seitenwand ist eine abschraubbare Teleskopantenne angebracht. Die HF- und NF-Stufen sind an der linken Seite auf vertikal angebrachten Hartpapierplatten aufgebaut. Gegenüber davon ist der Batteriekasten für zwei 4,5-V-Flachbatterien untergebracht.

Der elektrische Teil wurde in HF-Teil und NF-Teil aufgeteilt.

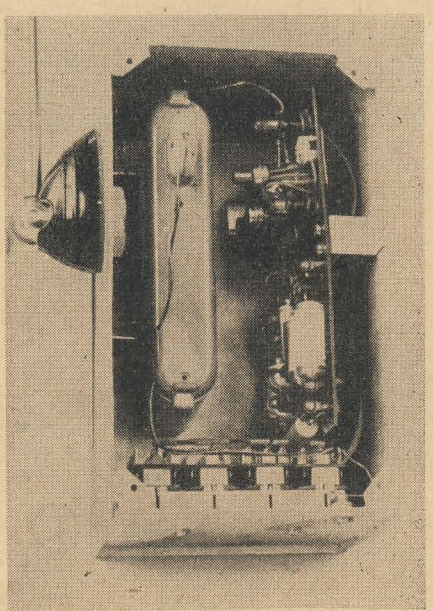


Bild 1: Ansicht des kompletten Senders

Trotz der relativ hohen zulässigen Frequenztoleranz ist der Sender quarzgesteuert. Der Quarz befindet sich im Rückkopplungszweig des Transistors OC 883 zwischen Kollektor und Basis.

Zur weiteren Verstärkung wird die Oszillatorenergie induktiv ausgekoppelt und dem Eingang der Gegentaktendstufe zugeführt. Hier erfolgt gleichzeitig die Modulation des HF-Trägers. Die Endstufe ist mit 2 × OC 883 bestückt und liefert eine Ausgangsleistung von etwa 50 ··· 80 mW. Die 1,62 m lange Antenne ist induktiv verlängert und an die Endstufe angepaßt.

Zur Erzeugung der Tonfrequenzen wird das Prinzip des astabilen Multivibrators ausgenutzt. Die NF-Stufe ist mit 2 × OC 816 bestückt. Als Schalttransistor (für Modulation) wurde der OC 825 verwendet. Die Spannung des NF-Generators reicht aus, um den über einen Schalttransistor modulierten Sender 85 ··· 90 % zu modulieren.

Die Frequenztoleranz bei Temperatur- und Spannungsschwankungen ist klein.

NF-Stufe

Die Schaltungsmöglichkeiten für transistorbestückte Schwingungserzeuger sind vielseitiger als in der Röhrentechnik. Eine dieser für die Röhrentechnik ungeeigneten Schaltungen ist die im Sender verwendete NF-Stufe.

Wirkungsweise

Die Transistoren T_1 und T_2 sind die verstärkenden Bauelemente (Bild 2). T_3 wird als Schalttransistor verwendet.

Von dem Kollektor des T_2 wird das Ausgangssignal über 0,1 μF auf die Basis von T_1 rückgekoppelt. T_1 ist nach dem Prinzip der halben Speisespannung stabilisiert. Bis 45 °C ist die Temperaturempfindlichkeit durch Versuche bestätigt worden. An dieser Schaltung wurden in einem Temperaturbereich von —10 bis + 45 °C max. Abweichungen von ± 20 Hz bei

$f_o = 7$ kHz Meßfrequenz gemessen. Die max. Abweichung bei $f_u = 500$ Hz Meßfrequenz betrug ± 10 Hz.

Der Transistor T_2 hat infolge des großen Emitterwiderstandes eine gute Gleichstromgegenkopplung, die ihn ebenfalls gegenüber Veränderungen der Kristalltemperatur stabilisiert.

Das Grundprinzip der NF-Stufe kann man mit einem Multivibrator vergleichen. Im Bild 3 ist

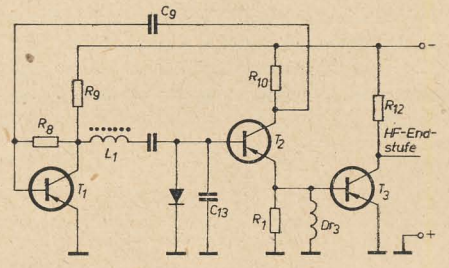


Bild 2: NF-Stufe

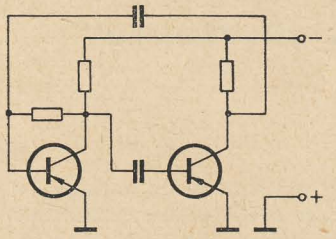


Bild 3: Umzeichnung des Multivibrators in Verstärkerform

ein Multivibrator in Verstärkerform umgezeichnet.

Vergleicht man Bild 3 mit Bild 2, so erkennt man, daß bis auf den Reihenschwingkreis und die Diode gewisse Ähnlichkeiten bestehen. Die Voraussetzung für den Beginn der Schwingung ist das Rauschen. Jedes verstärkende Bauelement hat infolge des unregelmäßigen Elektronenstroms ein Rauschen. In diesem Rauschen ist ein breites Frequenzspektrum vorhanden. Über den Reihenschwingkreis gelangt die Frequenz, auf die dieser abgestimmt ist, an die Basis des T_2. Hier wird sie verstärkt und vom Kollektor des T_2 auf die Basis des T_1 rückgekoppelt. Der niedrige Eingangswiderstand des Transistors eignet sich ideal für die Ansteuerung über einen Reihenschwingkreis.

Diese Schaltung ist für Röhrenbetrieb nicht brauchbar, weil der Eingangswiderstand der Röhren zu groß ist und der Reihenschwingkreis dadurch zu stark bedämpft würde.

Wenn der Schwingkreisstrom in Resonanz auf einen hohen Wert ansteigen will, kann das nur geschehen, wenn die Eingangsspannung konstant bleibt. Dies setzt aber einen sehr kleinen Verlustwiderstand voraus. Ist das nicht der Fall, so bricht die Klemmspannung durch den Spannungsverlust am Reihenwiderstand zusammen, besonders dann, wenn ein großer Resonanzstrom entnommen wird. Hierdurch wird die Resonanzkurve stark heruntergedrückt. Es ist zu erkennen, daß bei großem Verlustwiderstand die Resonanzkurve verflacht wird, d. h., die Güte verschlechtert sich. Jetzt läßt sich der Zweck der Diode erklären. Der Transistor T_2 arbeitet im C-Betrieb, d. h., sein Arbeitspunkt liegt im Sperrgebiet. Nur wenn das über den Reihenkreis kommende Signal negativ ist, öffnet der Transistor. Das Ansteuerungssignal muß so groß sein, daß der Transistor als Begrenzer wirkt. Daraus ergibt sich als Ausgangssignal eine Folge von Rechteckimpulsen. Da der Transistor während der positiven Halbwelle gesperrt ist, also einen sehr großen Widerstand hat, würden sich die Kreisgüte des Reihenschwingkreises und die Frequenzstabilität verschlechtern. Um die Vorteile dieser Schaltung beizubehalten, wurde eine Diode von der Basis des T_2 gegen Masse geschaltet. Die Diode wurde so gepolt, daß sie leitet, wenn der Transistor sperrt und umgekehrt. Die Dämpfung ist jetzt sehr klein. Das ist neben der guten Anpassung und der Gleichstromstabilisierung der wichtigste Grund für die äußerst gute Temperaturkonstanz dieser Schaltung von -10 °C bis $+45$ °C. Ähnlich gering sind die Abweichungen bei Änderung der Batteriespannung zwischen 9 V und 3 V. Die Werte der Bauelemente in der Schaltung sind relativ unkritisch. Bei Versuchen wurde durch Austauschen des OC 816 mit dem OC 811 keine Änderung festgestellt. Zu beachten ist lediglich, daß die Stromverstärkung der Transistoren > 60 sein muß, damit die Begrenzung gewährleistet ist. Als Diode wurde die Universaldiode OA 645 verwendet.

Transistor als Schalter

Der Transistor eignet sich gut als steuerbarer Schalter, und zwar um so besser, je höher sein Sperrwiderstand und je kleiner sein Durchlaßwiderstand ist und je schneller er sich von dem einen in den anderen Zustand steuern läßt. Man muß lediglich dafür sorgen, daß die beiden Arbeitspunkte „Aus" und „Ein" außerhalb der Verlusthyperbel liegen.

Wirkungsweise

Der Schalttransistor hat hier die Aufgabe des Modulationstrafos übernommen. Die HF-Endstufe wird durch den Schalttransistor im Rhythmus der NF ein- und ausgeschaltet.

T_2 arbeitet im C-Betrieb und öffnet nur während der negativen Halbwellen. Bei geöffnetem T_2 fällt über R_{11} eine größere Spannung ab, und der Emitter wird negativer. Der Schalttransistor wird direkt vom Emitter angesteuert. Ist der Emitter negativ, so ist der Schalttransistor geöffnet. Zur Zeit der positiven Halbwelle sperren T_2 und T_3. Dr_3 verhindert das Zerstören des T_2 bei erhöhten Temperaturen (NF-Drossel).

Da der Transistor über eine gewisse Wärme-Zeit-Konstante verfügt, ist es möglich, ihn in einer der beiden Stellungen verlustleistungsmäßig um so viel zu überlasten, wie in der anderen Stellung das Leistungs-Zeit-Integral unter der zulässigen Grenze liegt [1]. Bei extrem schnellen Umschaltzeiten (Impulssteuerung) kann man mit dem Schalttransistor [2] den etwa vierfachen Wert seiner Verlustleistung schalten.

HF-Endstufe

Die HF-Endstufe (Bild 4) arbeitet im Gegentakt-B-Betrieb. Von der Sekundärwicklung der Oszillatorspule werden die Transistoren gegenphasig angesteuert. In jeder Halbwelle arbeitet nur ein Transistor, der andere ist dagegen gesperrt. Die verstärkten Halbwellen werden dann im Ausgangsschwingkreis L_4, L_5 und C_7 wieder zusammengesetzt.

Diese Betrachtungen lassen erkennen, daß hierzu zwei in ihren Kennlinien symmetrische Transistoren erforderlich sind. Die Symmetrie der beiden Transistoren ist u. a. erforderlich wegen der Einstellung des Arbeitspunktes über einen gemeinsamen Widerstand, d. h., mit einer festen Eingangsgleichspannung sollen beide Transistoren auf den gleichen Kollektorruhestrom einstellbar sein.

Es dürfen weiterhin bei Aussteuerung die Stromverstärkungen nicht differieren, da sonst unzulässige Überlastungen entstehen können. Hinzu kommt noch bei HF-Transistoren die starke Exemplarstreuung bezüglich der oberen Grenzfrequenzen.

Wirkungsweise

Der Oszillator und die Endstufe arbeiten in Emitterschaltung. Der Oszillator ist mit einem Quarz im Rückkopplungszweig — Kollektor zur Basis — stabilisiert. R_1, R_2, R_3 und R_4 dienen zur Arbeitspunkteinstellung. Über R_4 wird weiterhin der Arbeitspunkt bei Veränderung der Kristalltemperatur stabilisiert. Dynamisch ist R_4 mit C_2 überbrückt.

R_2 wurde so gewählt, daß T_4 bei kurzgeschlossenem R_1 nicht überlastet wird. Der Schwingkreis C_1, L_2 wurde in der Mitte von L_2 eingespeist, um die Dämpfung durch T_4 kleinzuhalten. Der Schwingkreis bildet den Arbeitswiderstand des T_4. Die Endstufe wird über L_3 induktiv angekoppelt. L_3 ist isoliert über die Mitte von L_2 gewickelt. Als günstigstes Übersetzungsverhältnis wurde nach Versuchen 10 : 2 ermittelt. Mit R_5 wird der Arbeitspunkt des T_5 und T_6 eingestellt. R_6 und R_7 dienen zur Arbeitspunktstabilisierung. Der Schwingkreis L_4, L_5 und C_7 bildet den Arbeitswiderstand der Endstufe. Die Kollektoren liegen dabei nicht an den äußeren Enden der Spulen, sondern an Anzapfungen, um den Kreis nicht zu stark zu

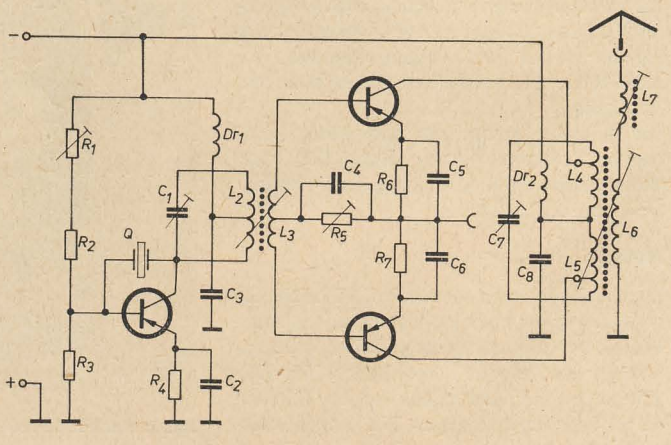


Bild 4: HF-Stufe

bedämpfen. Die Antenne ist über die Kopplungsspule L_6 an die HF-Endstufe angekoppelt. L_7 dient zur elektrischen Verlängerung der Antenne. Dadurch wird die Antenne genau auf $\lambda/4$ abgestimmt. Es wurde eine Ausgangsleistung von 80 mW erreicht. Die Reichweite ist von der Bodenbeschaffenheit abhängig und betrug mit dem dazu entwickelten Empfänger 200 ··· 300 m.

Antenne

Während bei ortsfesten Sendern meist eine optimal dimensionierte Antenne verwendet werden kann, ist bei den kleinen transportablen Sendern nur ein Kompromiß zwischen einer günstigen Antenne und den dem Verwendungszweck entsprechenden Erfordernissen möglich. Die Wirksamkeit der Antenne hängt hauptsächlich von zwei Faktoren ab.

1. Die Antenne muß an den Sender angepaßt sein.
2. Die Antenne muß in der Lage sein, die vom Sender aufgenommene Leistung in einem guten Wirkungsgradverhältnis abzustrahlen, sie in elektromagnetische Felder umzusetzen.

Wichtig ist die Erkenntnis, daß die Antenne ein elektrisches Schwingungsgebilde ist, auf der, wenn sie richtig abgestimmt ist, elektrische Schwingungen stattfinden wie in einem abgestimmten Schwingkreis. Strahlen kann zwar jeder Metallstab als Antenne, aber die Strahlung einer abgestimmten Antenne ist wesentlich stärker als die eines Metallstabes, der für die betreffende Wellenlänge zu kurz oder zu lang ist.

Stromverteilung auf der Antenne

Man versteht unter Stromverteilung die räumliche Verteilung des Stromes längs einer Antenne. Näherungsweise wird die Antenne als leerlaufende HF-Leitung angesehen.
Die folgende Betrachtung bezieht sich auf die $\lambda/4$-Antenne. Hierbei bildet sich an der Spitze der Antenne ein Stromknoten (Min.), wobei das Maximum an der Erregerstelle auftritt. Typisch ist hierbei, daß sich ein Stromknoten am freien Ende der Antenne ausbildet. Die übrige Stromverteilung ist hauptsächlich eine Funktion der Wellenlänge. Nur wenn zwischen der Antennenhöhe und λ ein bestimmtes Verhältnis besteht, ergibt sich auch eine spezielle Stromverteilung. Für die $\lambda/4$-Antenne ergibt sich der Strombauch am Fußpunkt (Einspeisestelle). Ist die Antennenhöhe kleiner als $\lambda/4$, so wird der Stromknoten nicht erreicht, und die Antenne muß, um auf maximale Strahlungsleistung zu kommen, elektrisch oder mechanisch verlängert werden.

Eingangswiderstand

Der Verlauf des Eingangswiderstandes einer HF-Leitung ist für $x = 0$ bis $\lambda/4$ kapazitiv und erreicht bei $\lambda/4$ den Wert Null (Bild 5). Für $x = \lambda/4$ bis $\lambda/2$ wird er induktiv und springt an der Stelle $x = \lambda/2$ von $+\infty$ auf $-\infty$. Überträgt man diese Verhältnisse auf die Antenne, so kann man sagen, daß der Eingangswiderstand einer Antenne mit der Höhe $<\lambda/4$ kapazitiv ist, dagegen der Eingangswiderstand einer Antenne mit einer Höhe $>\lambda/4$ induktiv ist.

Ankopplung

Bei 27,125 MHz ist die $\lambda/4$-Antenne:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

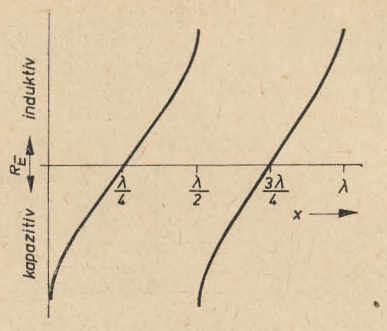


Bild 5: Eingangswiderstand einer HF-Leitung

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{3 \cdot 10^5 \frac{\text{km}}{\text{s}}}{27{,}125\ \text{MHz}} \cdot \frac{1}{4}$$

$$= 2{,}77\ \text{m}$$

Diese Antennenlänge ist für einen handlichen tragbaren Sender zu groß. Die in diesem Sender zur Anwendung kommende Antenne hat eine Länge von 1,62 m. Da der Eingangswiderstand der Antenne mit der Höhe $<\lambda/4$ kapazitiv ist, kann das Ersatzschaltbild dieser Antenne also durch eine Reihenschaltung einer Kapazität und eines ohmschen Widerstandes dargestellt werden. Der Eingangswiderstand entspricht einem komplexen Wert. Für eine verlustlose reflexionsfreie Anpassung muß in die Antennenleitung eine Induktivität eingeschaltet werden, die den kapazitiven Imaginärteil des Eingangswiderstandes kompensiert, so daß dieser reell wird. Den Wert der einzuschaltenden Induktivität kann man näherungsweise bestimmen, wenn man die Antenne wieder als leerlaufende HF-Leitung betrachtet.
Für die Kompensation dieses kapazitiven Blindwiderstandes ist eine Induktivität L erforderlich, deren Wert aus der Resonanzbeziehung $\omega \cdot L = 1/(\omega \cdot c)$ berechnet werden kann

$$L = \frac{1}{\omega^2 \cdot c} = \frac{Z}{\omega} \cdot \cot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot h \left(h < \frac{\lambda}{4} \right)$$

Die Antenne ist 1,62 m hoch, der mittlere Durchmesser beträgt 0,8 cm. Die Abstimmlänge der $\lambda/4$-Antenne = 2,77 m. Sie muß also um 1,15 m elektrisch verlängert werden.
Da

$$Z = 60 \cdot \ln 1{,}15 \frac{h/cm}{d/cm}$$

$$Z = 60 \cdot \ln 1{,}15 \frac{162}{0{,}8} = 355\ \Omega$$

und

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot 27 \cdot 10^6 \cdot s^{-1}$$

ist, wird

$$L_o = \frac{Z}{\omega} \cdot \cot \frac{2 \cdot \pi \cdot 1{,}62\ \text{m}}{11{,}11\ \text{m}} = 1{,}6\ \mu\text{H}$$

Die Spule L_o bewirkt eine Erhöhung der Induktivität und dadurch eine Herabsetzung der Eigenfrequenz. Bild 6 zeigt die Stromverteilung auf einer in dieser Weise am Fußpunkt beschwerten Antenne. Aus diesem Bild ist zu erkennen, daß der Strombauch und Spannungsknoten durch die Spule dahin verschoben werden, als gehörten sie zu einer größeren Antennenhöhe. Trotz des Vorteils, den die Verlängerungsspule bietet — leichten Einbau und Nachstimmung während des Betriebes — hat sie den Nachteil gegenüber der mechanischen Abstimmung, daß durch sie die wirksame Antennenhöhe hw auf etwa 0,5 h herabgesetzt wird [3]. Sie wirkt wie ein geschlossener Schwingkreis; ein Teil des Feldes wird stark konzentriert und nicht abgestrahlt.

Versuch mit der Sendeantenne

Ein Versuch mit der sogenannten „zentralgeladenen Antenne", wobei die Verkürzungsspule in der Mitte des Antennenstabes angebracht ist, zeigte am Feldstärkemeßgerät einen

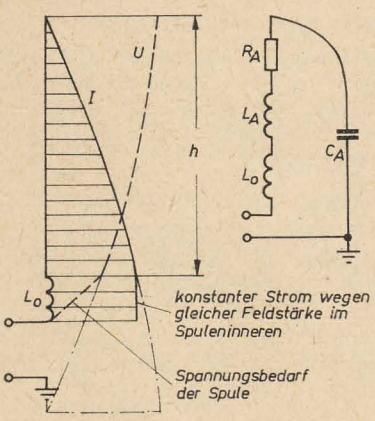


Bild 6: Abstimmung einer zu kurzen Antenne durch Verlängerungsspule

doppelten Ausschlag. Das Feldstärkemeßgerät ist ein zur Abstimmung des Senders gebauter Diodenempfänger, mit dem jedoch nur relativ Messungen möglich waren. Sollte der Sender für größere Reichweiten eingesetzt werden, so müßte die Teleskopantenne mit dieser „zentralgeladenen Antenne" ausgetauscht werden. Ein noch besserer Wirkungsgrad wurde ohne Verkürzungsspule, sondern durch Verkürzung mit einer Dachkapazität erzielt. Diese Antennenabstimmung ist allerdings aufwendiger.

Modulation

Für die Reichweite eines Fernsteuersenders ist neben der Empfindlichkeit des Empfängers die mittlere Amplitude des gesendeten Signals maßgebend, mit der es am Ort des Empfängers eintrifft. Von ihr hängt die übertragene Steuerleistung ab. Die mittlere Amplitude des Sendesignals wird bestimmt durch die Maximalamplitude (Scheitelwert) und die Zeit, während der innerhalb einer Schwingung dieser Scheitelwert herrscht. Bei sinusförmiger Schwingung ist die Zeit für die maximale Amplitude sehr kurz; für rechteckige Modulation ist sie so lang wie die Schwingungszeit selbst. Mit Rechteckmodulation kann man also bei gleichem Scheitelwert der Modulationsspannung eine größere Reichweite erreichen als mit sinusförmiger Modulation.
Weitere Nachteile ergeben sich bei der sinusförmigen Modulation im Simultanbetrieb (mehrere Kommandos zur gleichen Zeit). Der Modulationsgrad richtet sich nach der Anzahl der gleichzeitig zu übertragenden Signale. Sollten zwei Signale gleichzeitig übertragen werden, dann darf der Modulationsgrad von einem Signal 50% nicht überschreiten. Das ist erforderlich, damit bei der Übertragung von zwei Signalen zur gleichen Zeit keine Übermodulation (Verzerrungen) auftritt. Die Folge dieser Modulation ist ein schlechter Wirkungsgrad im Sender. Weiterhin würde die im Emp-

fänger demodulierte NF-Spannung entsprechend kleiner als bei der Rechteckmodulation werden. Außerdem darf im Sender und auch im Empfänger keine Stufe durch temperaturbedingte Arbeitspunktverschiebung begrenzend wirken. Die Folge einer Begrenzung wäre Modulationsverlust. Da mit geringem Mehraufwand, z. B. durch einen zusätzlichen Multivibrator, auch mit der Rechteckmodulation Simultanbetrieb getastet werden kann, wurde diese Modulationsart im Sender angewendet.

Wirkungsweise

Die HF-Endstufe wird über den Schalttransistor T_3 im Rhythmus der NF ein- und ausgeschaltet (Bild 7). Hieraus ergibt sich ein hoher Modulationsgrad, was auch aus Bild 8 zu erkennen ist.

Simultanbetrieb (Versuche)

Zum zweifachen Simultanbetrieb benötigt man auch zwei NF-Stufen. Da die notwendigen Schalenkerne nicht in der benötigten Anzahl zur Verfügung standen, konnte der Sender nicht für Simultanbetrieb aufgebaut werden. Bei den Versuchen wurden Schalenkerne größerer Abmessung benutzt.

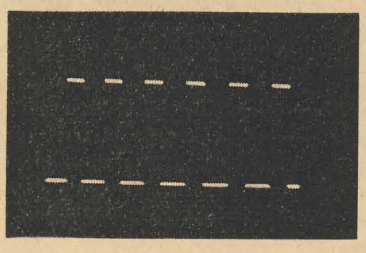


Bild 7: Signal am Kollektor des T_3

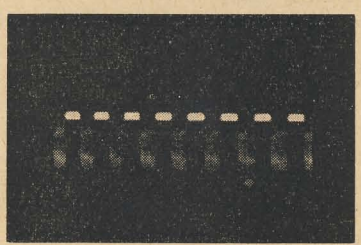


Bild 8: Hochfrequenz im Rhythmus der NF getastet

Wirkungsweise

Zur gleichzeitigen Übertragung von zwei Signalen müssen, da man Rechtecksignale nicht überlagern kann, die beiden NF-Generatoren mit einer Frequenz, die weit unter der Tonfrequenz liegt, getastet (umgeschaltet) werden. Auf diese Art gelangen die beiden NF-Frequenzen hintereinander in kurzen Abständen je nach der Schaltfrequenz an den Schalttransistor T_3, der die HF-Endstufe moduliert.

Zur Hintereinanderschaltung der NF-Generatoren wird ein astabiler Multivibrator nach Bild 9 verwendet. Die Plusleitungen der NF-Stufen werden je eine an die Kollektoren von T_1^x und T_1 angeschlossen. Es werden also im Rhythmus der Multivibratorfrequenz die NF-Stufen geschaltet. Ist T_1^x geöffnet, dann ist T_2^x geschlossen.

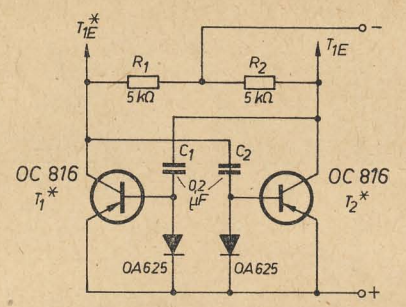


Bild 9: Astabiler Multivibrator zum Tasten der NF-Stufen für Simultanbetrieb

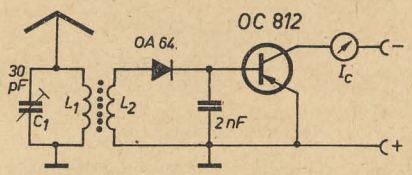


Bild 10: Diodenempfänger

Abgleich

Meßmittel

Zum Abgleichen des Senders benötigt man zwei Milliamperemeter und ein Feldstärkemeßgerät. Da das zuletzt genannte nicht zur Verfügung stand, wurde als Ersatz ein Diodenempfänger mit einer Verstärkerstufe für die feste Sendefrequenz 27,125 MHz gebaut (Bild 10).

Aufbau des Diodenempfängers

Eine abgestimmte $\lambda/4$-Antenne wird direkt auf einen Schwingkreis L_1 und C_1 gekoppelt. Über induktive Kopplung auf L_2 gelangt die modulierte HF an eine Diode (OA 645). Hinter der Diode kann man mit einem empfindlichen Mikroamperemeter (100 µA) die Feldstärke des Senders messen. Damit man hier mit jedem Vielfachinstrument (1-mA-Bereich vorausgesetzt) messen kann, wurde noch ein Transistor eingebaut, in dessen Kollektorzuleitung das Instrument geschaltet ist. Als Stromquelle dient eine 4,5-V-Flachbatterie.

Grobabstimmung

Zur Grobabstimmung wird in die Oszillatorzuleitung ein Milliamperemeter M_1 und in die Zuleitung der HF-Endstufe ein Milliampere M_2 geschaltet. Mit C_1 wird jetzt ein Strominimum auf M_1 eingestellt; M_2 zeigt Strommaximum an. Danach wird mit R_1 der Arbeitspunkt von T_4 auf $I_C = 5$ mA korrigiert. Die Antenne wird beim Grobabgleich durch einen 40-Ω-Widerstand ersetzt.

In der Endstufe wird mit C_7 Strominimum auf M_2 eingestellt. Der Arbeitspunkt der Endstufe wird mit R_5 auf 18 mA eingestellt. Da sich bei dem Abgleich der Endstufe der Oszillator wieder etwas verstimmt, muß dieser Vorgang wechselseitig zwei- bis dreimal wiederholt werden, bis ein eindeutiges Maximum oder Minimum auf den Instrumenten zu erkennen ist. Die Meßinstrumente werden nach dem Grobabgleich wieder entfernt und die Antenne wird anstelle des 40-Ω-Widerstandes angeschlossen. Jetzt erfolgt der Feinabgleich mit dem Diodenempfänger oder Feldstärkemesser.

Feinabstimmung

Die Antenne des Diodenempfängers wird soweit an die Antenne des Senders gebracht, bis sich ein Ausschlag auf dem Instrument ergibt. Dann wird L_7 soweit verändert, bis sich auf dem Instrument des Diodenempfängers ein Maximum zeigt. Die Sendeantenne muß dabei auf volle Länge ausgezogen sein und die Grobabstimmung ausgeführt worden sein. Durch wechselseitiges Abstimmen von C_7 und L_7 kann das Maximum noch verbessert werden. Die Abstimmung der Antenne ist sehr kritisch. Die Abstrahlung geht sofort zurück, wenn man das Gegengewicht (Gehäuse) berührt oder sich davon entfernt.

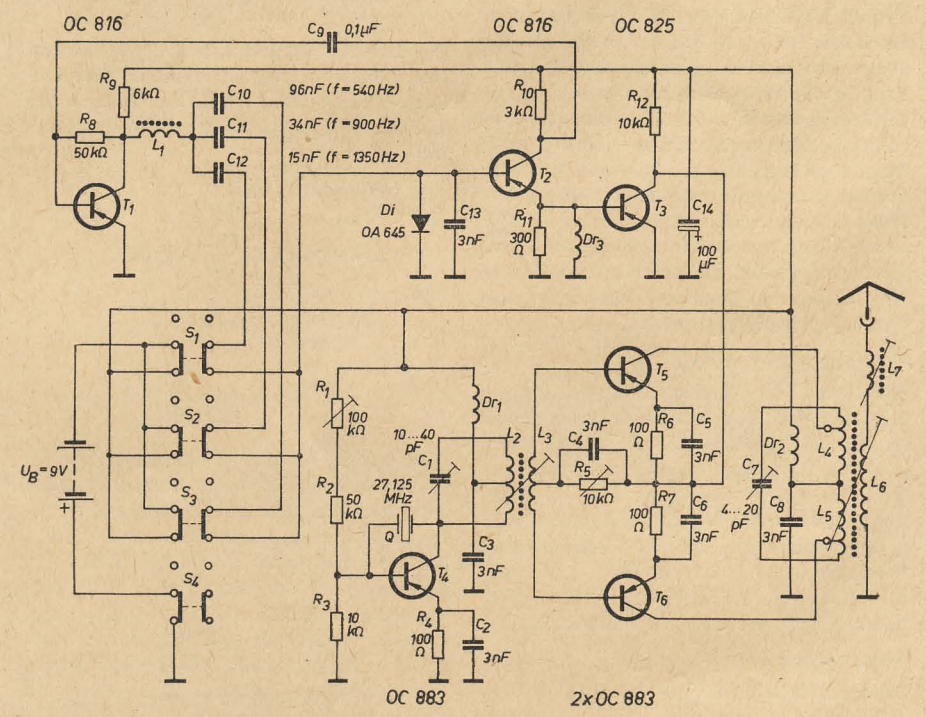


Bild 11: Schaltung des kompletten Senders

Verwendete Kondensatoren

$C_{1,7}$	Trimmerkondensator
C_{2-6}	Keramik-Scheibenkondensator
$C_{8,13}$	Keramik-Scheibenkondensator
C_9	Papierkondensator
C_{14}	Elektrolytkondensator
C_{10-12}	Styroflexkondensator

Da der Sender beim praktischen Gebrauch in der Hand gehalten wird, ist bei der Abstimmung das Sendegehäuse fest mit einer Hand zu berühren. Es treten erhebliche Strahlungsänderungen auf, wenn man die Hand von dem Gehäuse entfernt.

Diesen Effekt kann man weitgehend ausschalten, wenn man das Antennengegengewicht vergrößert, indem man einen Draht von etwa 1 m in eine dafür vorgesehene Buchse steckt.

Dieser Beitrag ist ein Auszug aus einer Ingenieurarbeit an der Ing.-Schule für Post- und Fernmeldewesen, Abt. Funk, Leipzig 1963.

Wickelangaben für die Spulen der NF- und HF-Stufe

NF-Stufe

L_1 900 mH auf Schalenkern des VEB KWH. Die Windungszahl richtet sich nach dem A_L-Wert des Schalenkerns.

Dr_3 NF-Drossel (100 mH auf Schalenkern v. VEB KWH). Die Windungszahl richtet sich nach dem A_L-Wert des Schalenkernes

HF-Stufe

L_2 10 Wdg. 0,8 mm ∅ CuL (Anzapfung nach 5 Wdg.) 7 mm ∅ Trolitulspulenkörper

L_3 2 Wdg. 0,8 mm ∅ CuL, über L_2 gewickelt (Anzapfung nach einer Wdg.)

$L_{4,5}$ 2×6 Wdg. nebeneinander, 0,8 mm CuL (Anzapfung nach jeweils 2 Wdg. von den Enden aus gesehen), 7 mm ∅ Trolitulspulenkörper

L_6 4 Wdg. 0,6 mm ∅ CuL auf L_4 und L_5

L_7 6 Wdg. 0,6 mm ∅ CuL

} 7 mm ∅ Trolitulspulenkörper

$Dr_{1,2}$ HF-Drosseln (80 Wdg. 0,15 mm ∅ CuL auf 4 mm ∅)

Literatur

[1] Kretzer, K.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Band IV. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH

[2] Fischer, H. J.: Transistortechnik für den Funkamateur. Deutscher Militärverlag

[3] Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH

Anpassung von Halbwellendipolen an das Energiekabel

Ing. EBERHARD SPINDLER

Einleitung

Bei vielen Praktikern bestehen keine klaren Vorstellungen über Möglichkeiten, Wirkungsweise und Eigenschaften der Dimensionierung des Fußpunktwiderstandes und damit der Anpassung von Empfangs- und Sendeantennen. In der einschlägigen Fachliteratur werden oft spezielle Fälle verallgemeinert; z. T. liegen falsche Interpretationen oder widersprechende Angaben vor. Aufgabe dieses Beitrages soll es sein, einen kurzen Abriß der Möglichkeiten der Anpassung zu geben. Dabei werden besonders die Eigenschaften der bisher weitverbreiteten T-Anpassung diskutiert. Da dieses Stoffgebiet zu umfangreich ist, erfolgt eine Beschränkung auf den abgestimmten Halbwellendipol und seine modifizierten Typen. Ganzwellendipole werden nicht diskutiert, ihre Eigenschaften sind jedoch auch vom Halbwellendipol abzuleiten. Sinnvoll ist deren Einsatz z. B. bei Breitbandantennen, doch lassen sich auch mit Halbwellendipolen bei geeigneter Dimensionierung Breitbandantennen verwirklichen.

Die üblichen Energiekabel für Empfangsanlagen haben in Deutschland einen Wellenwiderstand von 60 Ω bzw. 240 Ω. Bei abgestimmten Fernseh- bzw. UKW-Empfangsantennen handelt es sich hinsichtlich des Fußpunktwiderstandes meist um symmetrische Objekte. Bei der Dimensionierung für 60 Ω Fußpunktwiderstand ist daher eine zusätzliche Symmetriereinrichtung erforderlich, denn 60-Ω-Kabel steht nur als Koaxialkabel (unsymmetrisch) zur Verfügung. Bei Dimensionierung für 240 Ω kann dagegen die übliche 240-Ω-Bandleitung direkt angeschlossen werden. Eine Anschlußmöglichkeit für 60-Ω-Koaxialkabel bei 240 Ω besteht jedoch auch bei Verwendung eines Symmetriergliedes mit einer gleichzeitigen Widerstandsübersetzung von 4 : 1. Der Aufbau und die Dimensionierung derartiger Symmetrierglieder werden z. B. in [3] beschrieben.

Aus den angeführten Gründen ergibt sich die Forderung, den Fußpunktnennwiderstand einer Antenne für 60 Ω bzw. 240 Ω zu dimensionieren. Von Fußpunktnennwiderstand spricht man, da der eigentliche Fußpunktwiderstand einer Antenne allgemein komplex und frequenzabhängig ist.

Die Anpassung, ausgedrückt durch das Stehwellenverhältnis

$$s = \frac{U_{max}}{U_{min}}$$

wird immer auf den Fußpunktnennwiderstand bezogen. Der Wert s = 1 ist der Fall der optimalen Anpassung. In der Empfangsantennenpraxis läßt man je nach Anwendungsfall Werte bis s = 3 zu.

Der gestreckte Halbwellendipol

Dieser Dipol ist das Grundelement aller Antennen mit abgestimmten Dipolen. Seinen prinzipiellen Aufbau zeigt Bild 1. Die Strom-Spannungsverteilung wird als bekannt vorausgesetzt. Sie ist bei diesem Dipol abhängig von folgenden Parametern:

Schlankheitsgrad	$\frac{\lambda}{d}$
Länge	l
Verlustwiderstand	R_v

Durchmesser, Länge, Frequenz, Material und Oberfläche bestimmen also die Eigenschaften dieses Dipols, zu denen Fußpunktwiderstand, Richtdiagramm (und damit Gewinn) und Bandbreite gehören.

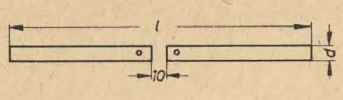


Bild 1: Gestreckter Dipol (Halbwellendipol)

Mit größer werdendem Durchmesser d wird der Fußpunktwiderstand niederohmiger, die Bandbreite wächst, die Resonanzlänge l verringert sich, und der Gewinn wird geringfügig höher.

Bei den in der Praxis üblichen Durchmessern kann man für die Bänder I bis III den Fußpunktnennwiderstand zu etwa 70 Ω ansetzen. Damit ist jedoch ein Anschluß von 60-Ω-Koaxialkabel möglich, wenn eine Symmetrierung erfolgt. Ist dies nicht der Fall, verändert sich das Richtdiagramm (die Antenne „schielt").

Wird dagegen ein von dem genannten Fußpunktnennwiderstand abweichender Widerstandswert gefordert, so muß ein anderer Halbwellendipol verwendet werden, z. B. einer der im folgenden erläuterten.

Halbwellendipole mit einer Widerstandsübersetzung ≠ 1 gegenüber dem gestreckten Dipol

Halbwellendipole mit Stichleitungen

Als Grundelement wird hier meist der gestreckte Dipol benutzt. Sein Anschlußpunkt erhält eine sogenannte Stichleitung. Diese Leitung kann man so dimensionieren, daß durch Transformation und Kompensation jeder beliebige gewünschte Widerstand erreicht wird. Eine am Ende kurzgeschlossene bzw. offene $\lambda/4$-Leitung (wie in der einschlägigen Literatur oft angegeben) ist jedoch nur in wenigen Spezialfällen anwendbar. Die Dimensionierung einer solchen Stichleitung erfolgt mit Hilfe der Leitungsgleichungen bzw. zweckmäßig grafisch mit Hilfe des Smith-Diagramms. Eine ausführliche Anleitung für Praktiker enthält [3].
Grundsätzlich ist diese Methode jedoch nur für Schmalbandantennen geeignet.

Halbwellendipol mit T-Abgriff

Den prinzipiellen Aufbau zeigt Bild 2.
Er wird durch folgende Parameter gekennzeichnet:

Durchmesser d_1 und d_2
Längen l_1 und l_2
Abstand a
Material, Profil und Oberfläche

Für praktische Betrachtungen vernachlässigt man meist die den Verlustwiderstand bestimmenden Parameter und normiert alle

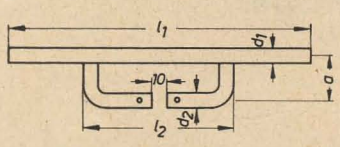


Bild 2: Halbwellendipol mit T-Abgriff

anderen. Damit läßt sich dann eine allgemeingültige Aussage über die Eigenschaften machen, durch Anwendung des Modellgesetzes eine praktisch frequenzunabhängige.
Man erhält auf Grund dieser Überlegungen folgende neuen normierten Parameter, mit denen ein Dipol mit T-Abgriff für praktische Zwecke vollständig beschrieben wird:

Durchmesserverhältnis $\frac{d_1}{d_2}$

Schlankheitsgrad $\frac{\lambda}{d_1}$

normierter Abstand $\frac{a}{\lambda}$

normierte Länge $\frac{l_1}{\lambda}$

normierter Abgriff $\frac{l_2}{l_1}$

Von diesen Parametern sind also drei wellenlängen- bzw. frequenzabhängig. Das erschwert die Berechnung für einen bestimmten Frequenzbereich erheblich. Für näherungsweise, der Praxis genügende Berechnungen werden daher die Parameter a/λ und λ/d_1 als konstant betrachtet. Die Frequenzabhängigkeit drückt sich dann nur noch durch l_1/λ aus.
Eine umfassende Theorie für die Berechnung des Fußpunktwiderstandes wurde von Uda and Mushiake [1] entwickelt, doch auch sie arbeiten mit Näherungslösungen. Dennoch ergibt sich eine gute Übereinstimmung zwischen Berechnung und Messung.
Da die Erfassung der Frequenzabhängigkeit, wie oben erläutert, sehr umständlich und zeitraubend ist, geht man bei der Dimensionierung zweckmäßig zu einer rechnerisch-grafischen Methode über. Im folgenden wird eine solche Methode beschrieben, die den Vorteil hat, daß die Zusammenhänge zwischen einigen Parametern meßtechnisch ermittelt wurden und somit die tatsächlichen Verhältnisse hinreichend genau wiedergeben (d. h., die Frequenzabhängigkeit aller Parameter sowie die Verluste wurden erfaßt).
Wie aus der Anzahl der Parameter hervorgeht, sind die Möglichkeiten der Dimensionierung sehr vielfältig. Deshalb werden im folgenden einige Einschränkungen gemacht.
Das Durchmesserverhältnis d_1/d_2 wird gleich 1 gesetzt, also $d_1 = d_2$. Dieser Fall ist in der Praxis am häufigsten anzutreffen. Er erfüllt meist die gestellten Forderungen.
Weiter wird der normierte Abstand a/λ zu 0,033 festgelegt. Dies ist ein günstiger Wert, der Abstand a wird damit beispielsweise für das Band III etwa 50 mm.
Weiter wurde ein Schlankheitsgrad von $\lambda/d_1 = 150$ gewählt. Das entspricht im Band III einem Durchmesser von $d_1 \approx 10$ mm, also auch einem üblichen Wert. Die normierte Länge beträgt bei einer Frequenz von 192,5 MHz

$$\frac{l_1}{\lambda} \approx 0{,}45$$

Daraus folgt bei dieser Frequenz $l_1 = 700$ mm.
Aus Gründen der besseren Übersicht wurden im vorliegenden Fall konkrete Frequenzangaben als Parameter verwendet. Mit Hilfe des Modellgesetzes ist eine Umrechnung für beliebige andere Frequenzen ohne weiteres möglich.
Bild 3 zeigt den Impedanzverlauf eines Dipols mit T-Anpassung im Smith-Diagramm mit folgenden Parametern:

$$\frac{d_1}{d_2} = 1$$

$$\frac{\lambda}{d_1} = 150 \quad \text{(bei f = 200 MHz)}$$

$$\frac{a}{\lambda} = 0{,}033 \quad \text{(bei f = 200 MHz)}$$

$$l_1 = 700 \text{ mm}$$

Tabelle 1 enthält die für die einzelnen Kurven gültigen l_2/l_1-Verhältnisse.
Der Frequenzabstand zwischen den Punkten beträgt 5 MHz, erfaßt wurde der Bereich 170 ··· 230 MHz.

Tabelle 1

$\frac{l_2}{l_1}$	Kurve
1,0	1
0,9	2
0,8	3
0,7	4
0,6	5
0,5	6
0,4	7
0,3	8
0,2	9
0,1	10

Der Bezugswiderstand des Diagramms ist

$$Z_0 = 240\ \Omega$$

Folglich erhält man jeweils den komplexen Fußpunktwiderstand des Dipols zu

$$\Re = Z_0 (a \pm jb) = 240 (a \pm jb)\ \Omega,$$

da es sich um ein Widerstandsdiagramm handelt.
Die Kurve 1 gibt praktisch den Impedanzverlauf des sogenannten Schleifendipols als Spezialfall der T-Anpassung an. Die Resonanzfrequenz erhält man im Schnittpunkt der Kurve 1 mit der reellen Achse des Diagramms, im vorliegenden Fall zu $f_r = 192{,}5$ MHz. Der normierte Widerstand ist in diesem Punkt reell und beträgt

$$\frac{R}{Z_0} = 1{,}15$$

d. h.

$$R = Z_0 \cdot 1{,}15 = 240 \cdot 1{,}15 = 276\ \Omega$$

Man kann hier also 240-Ω-Bandleitung anschließen. Dabei liegt eine sehr gute Anpassung mit einem Stehwellenverhältnis von s = 1,15 vor. Für jede andere Frequenz ergibt sich ein allgemein komplexer Fußpunktwiderstand.
Mit höher werdender Frequenz schneiden einige Kurven die reelle Achse ein zweites Mal. Auch hier handelt es sich um eine Resonanzfrequenz, die jedoch in diesem Zusammenhang uninteressant ist, da sich bei ihr auch das Strahlungsdiagramm gegenüber einem Halbwellendipol geändert hat.
Zunächst soll untersucht werden, welchen Einfluß eine Änderung des Abgriffs (l_2/l_1) auf den Fußpunktwiderstand hat. Als Bezugskurve wird Kurve 1 gewählt, die Bezugsfrequenz ist f = 192,5 MHz. Man erkennt, daß sich bei Änderung des Abgriffs bei der Bezugsfrequenz ein allgemein komplexer Widerstand ergibt. Die Antenne befindet sich also nicht mehr in Resonanz. Verbindet man die Punkte der Frequenz f = 192,5 MHz aller Kurven, so erhält man eine Spirale, die ihren Ursprung im Punkt 1,15 des Diagramms hat und im Punkt 0 endet (gestrichelte Kurve im Diagramm). Entlang dieser Kurve erhält man den (komplexen) Fußpunktwiderstand als Funktion des Parameters l_2/l_1. Diese Abhängigkeit, getrennt nach Wirk- und Blindwiderstand, zeigt Bild 4.
Aus der Kurve des Wirkwiderstandes zieht man oft voreilig den Schluß, daß der Fußpunktwiderstand einen sehr großen Bereich zwischen 0 und einem Maximalwert durchlaufe. Dies trifft jedoch ausschließlich für den Realteil zu. Am übersichtlichsten gibt Bild 3 die Verhältnisse wieder. Aus diesem Bild geht hervor, daß die Anpassung, bezogen auf 240 Ω, mit Verkleinerung von l_2/l_1 immer schlechter wird.
Der Vollständigkeit halber soll noch der Fall der Anpassung für 60 Ω betrachtet werden. Für 60 Ω erhält man normiert

$$\frac{R}{Z} = \frac{60}{240} = 0{,}25$$

In diesem Punkt ist also im Smith-Diagramm der Wert 60 Ω zu finden. Die Kurve 9 enthält diesen Realteil. Von einer Anpassung an 60 Ω kann jedoch nicht im entferntesten die Rede sein. Für $Z_0 = 60\ \Omega$ und die Anpassung mit s = 4 (sehr schlechter Wert) wurde der Steh-

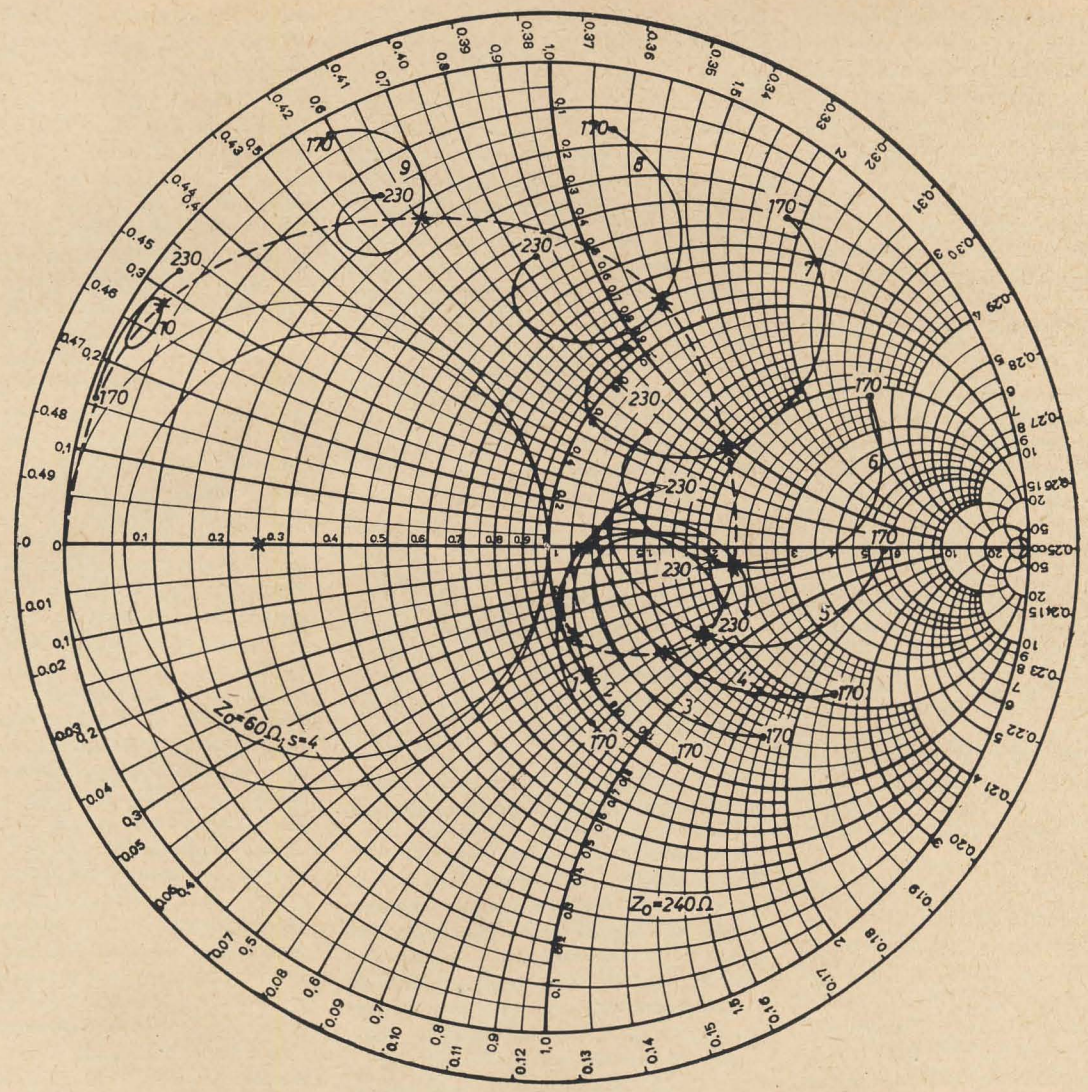


Bild 3: Ortskurven des Eingangswiderstandes eines Halbwellendipols mit T-Abgriff

wellenkreis im Bild 3 eingezeichnet. Noch anschaulicher werden diese Verhältnisse, wenn die Kurve 9 in ein Smith-Diagramm mit $Z_0 = 60\ \Omega$ umgerechnet wird.

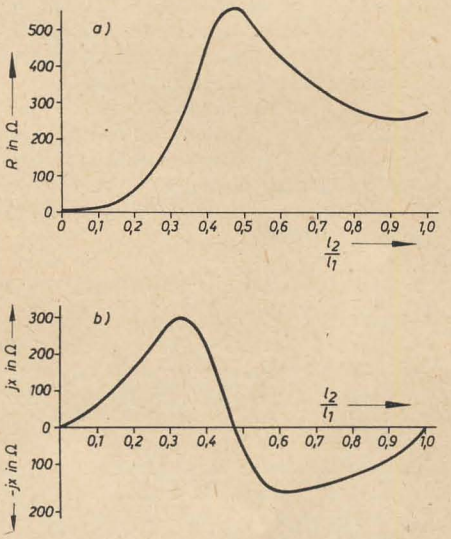


Bild 4: Fußpunktwiderstand eines Halbwellendipols mit T-Abgriff in Abhängigkeit vom Abgriff, a) Wirkwiderstand, b) Blindwiderstand

Eine Anpassung wäre nur möglich durch eine Serienkompensation mit einem entsprechenden kapazitiven Blindwiderstand. Derartige Kompensationen erläutert z. B. [3].

Will man eine Widerstandstransformation durch T-Anpassung erreichen, so gelingt dies nur bei gleichzeitiger Veränderung der Resonanzfrequenz des Dipols, wie ebenfalls aus Bild 3 ersichtlich ist. Dieser Zusammenhang ist übersichtlicher im Bild 5 dargestellt. Aus diesem Bild geht hervor, daß sich bei den festgelegten Parametern ein reeller Fußpunktwiderstand zwischen 276 und 680 Ω einstellen läßt bei Abgriffen zwischen $l_2/l_1 = 1{,}0$ und $l_2/l_1 = 0{,}475$ (Kurve a). Das heißt also, mit zur Mitte wanderndem Abgriff steigt der Fußpunktwiderstand bis zum genannten Wert. Für andere Bezugswiderstände, die z. B. an Mehrelementantennen auftreten, kann im Bild 5 a auch der Widerstandsübersetzungsfaktor R/Z_0, bezogen auf 240 Ω, abgelesen werden. Das Frequenzverhältnis f_0/f_r ist bei der Anwendung dieser Transformation jedoch unbedingt zu beachten. Dabei ist f_r die Frequenz, für die der Dipol dimensioniert werden muß, damit er bei der Frequenz f_0 als Resonanzfrequenz mit der gewünschten Widerstandsübersetzung arbeitet (f_r ist praktisch die Resonanzfrequenz des Schleifendipols).

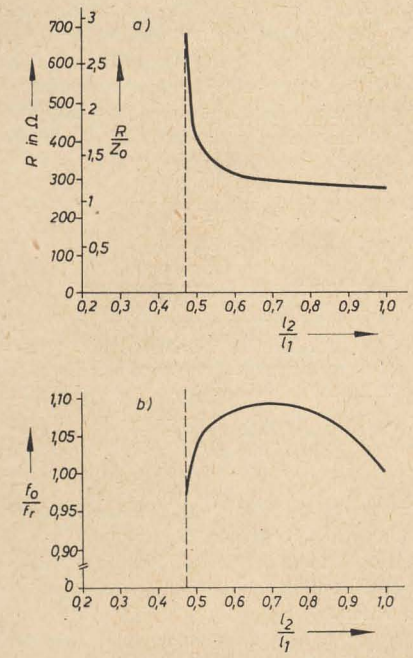


Bild 5: a) Mögliche Widerstandstransformation durch T-Abgriff, b) Frequenzverschiebung durch T-Abgriff

Wird der Abgriff kleiner gemacht als der oben genannte Grenzwert, so tritt an diesem Dipol keine Resonanz mehr auf. Damit ist auch keine direkte exakte Anpassung an ein Energiekabel mehr möglich. Bei Anschluß eines solchen Dipols an ein Kabel tritt also immer eine entsprechende Fehlanpassung auf.
Aus diesen Überlegungen ergibt sich, daß mit der T-Anpassung ohne zusätzliche Maßnahmen nur eine Widerstandsanpassung nach höheren Werten hin möglich ist.

Die Delta-Anpassung am Halbwellendipol

Diese Anpassungsmöglichkeit gibt im Prinzip Bild 6 wieder. Es handelt sich dabei lediglich um eine etwas abgewandelte T-Anpassung. Bei kleinem Winkel α ($\alpha < 30°$) kann für die Praxis eine Dimensionierung wie bei der T-Anpassung erfolgen.

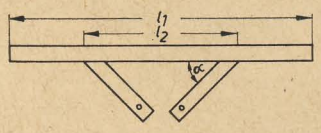


Bild 6: Deltaanpassung am Halbwellendipol

Bei größeren Winkeln ergeben sich andere Verhältnisse.

Der Faltdipol (Schleifendipol)

Wie bereits bei der T-Anpassung erläutert, ist der Schleifendipol ein Spezialfall dieser Anpassungsmöglichkeit (Bild 7).
Ist $d_1 = d_2$, so ist der Abstand a in bestimmten Grenzen ohne Einfluß auf die Widerstandsübersetzung. Der Schleifendipol hat in diesem Fall etwa den vierfachen Fußpunktwiderstand des gestreckten Dipols, also in der Praxis etwa 270 Ω.
Der Schleifendipol ist besonders günstig bei Breitbandanwendungen. Wie bereits erläutert, wird die Bandbreite eines Halbwellendipols bei Strahlern mit Kreisquerschnitt besonders vom Durchmesser des Strahlers bestimmt.
Beim Schleifendipol läßt sich ein äquivalenter Durchmesser eines gestreckten Dipols zwecks Bandbreitebetrachtungen ermitteln:

$$D = \sqrt{2\, d_1\, a}$$

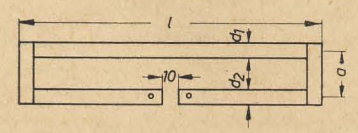


Bild 7: Faltdipol (Schleifendipol)

Daraus ergibt sich, daß die Bandbreite um so größer wird, je größer d_1 (bzw. d_2) und a werden. Interessant sind jedoch beim Schleifendipol in erster Linie die Anpassungsmöglichkeiten.
Es ergeben sich dabei sehr viele mögliche Transformationsverhältnisse. Eine Dimensionierung wird in [2] angegeben. Die Transformation kommt auf Grund einer Stromteilung zustande.

Der Doppelfaltdipol

Auch hier ist die Stromteilung in den Elementen Ursache der auftretenden Widerstandstransformation. Den Aufbau des Doppelfaltdipols zeigt Bild 8. Ist $d_2 = 2\, d_1 = 2\, d_3$, so tritt eine neunfache Widerstandserhöhung gegenüber einem gestreckten Dipol ein. Ebenso wie der Schleifendipol zeigt auch der Doppelfaltdipol ein gutes Breitbandverhalten. Er wird jedoch fast nicht verwendet, da so hohe Widerstandsübersetzungen, wie sie mit dem Doppelfaltdipol möglich sind, kaum erforderlich werden. Andererseits ist der konstruktive Aufwand relativ hoch.
Die Dimensionierung des Doppelfaltdipols wird in [2] beschrieben.

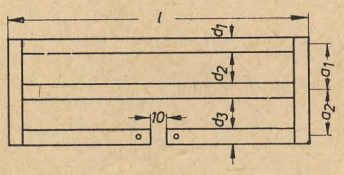


Bild 8: Doppelfaltdipol

Die Anpassung von Antennen mit einem Halbwellendipol als gespeistem Element

Der Halbwellendipol allein wird nur sehr selten als Antenne verwendet. Üblich sind dagegen die verschiedensten Antennenformen mit Halbwellendipolen als gespeistem Element. In den meisten Fällen handelt es sich dabei um eine Strahlungskopplung mit abgestimmten oder auch unabgestimmten passiven Elementen (z. B. Reflektorwände, abgestimmte Reflektoren und Direktoren).
Durch die Strahlungsverkopplung dieser Elemente wird in jedem Fall eine Änderung der Spannungs-Strom-Verteilung bewirkt. Daraus folgt jedoch unmittelbar eine Veränderung des (komplexen) Fußpunktwiderstandes des gespeisten Elementes. Es kann daher erforderlich werden, in diesem Zusammenhang eine Anpassung durchzuführen. In Frage kommt dazu bei Halbwellenstrahlern eine der oben beschriebenen Möglichkeiten.

Reflektorwandantennen

Bei allen Arten von Reflektorwandantennen kommen je nach gefordertem Fußpunktnennwiderstand und anderen Eigenschaften bei einem Halbwellendipol als gespeistem Element der gestreckte Dipol, die T-Anpassung oder der Schleifendipol in Frage.
Beim gestreckten Dipol muß die Antenne so dimensioniert werden, daß der Fußpunktnennwiderstand nahezu erhalten bleibt. Das ist möglich, jedoch liegen damit alle anderen Eigenschaften der Antenne fest.
Besteht eine Forderung nach bestimmten (z. B. Richteigenschaften), so wird die Anwendung der T-Anpassung bzw. des Schleifendipols erforderlich. Grundsätzlich erfolgt die Dimensionierung hier so, wie es beschrieben wurde. Dabei muß man beachten, daß der entsprechende Bezugswiderstand des gespeisten Elements in Verbindung mit den parasitären Elementen die Grundlage für die Dimensionierung des Widerstandsübersetzungsverhältnisses bildet.

Yagiantennen

Hier gelten grundsätzlich die bereits bei der Reflektorwandantenne gegebenen Hinweise.
Die weitverbreitete Meinung, eine Vielelement-Yagiantenne habe einen sehr niedrigen Fußpunktwiderstand, ist falsch! Besitzt eine Yagiantenne einen relativ niedrigen Fußpunktwiderstand, so ist dies ein Spezialfall. Auch lassen sich mit Vielelement-Yagiantennen relativ große Bandbreiten erzielen.
Die Wahl des gespeisten Elements ist meist von untergeordneter Bedeutung, sie wird nur in den seltensten Fällen vom geforderten Fußpunktwiderstand bestimmt. Im allgemeinen wird der gestreckte Halbwellendipol bei relativ schmalbandigen Antennen für einen Fußpunktwiderstand von 60 Ω verwendet.
Für relativ breitbandige Antennen mit einem Fußpunktwiderstand von 240 Ω wird dagegen vorzugsweise ein Schleifendipol vorgesehen.
Beim Entwurf von Yagiantennen sind meist zwei Forderungen zu erfüllen: Einhaltung des Fußpunktnennwiderstandes innerhalb vorgegebener Grenzen und eine bestimmte Richtcharakteristik und damit zusammenhängend der Gewinn.
Es gibt im wesentlichen zwei Realisierungsmöglichkeiten. Bei der einen Möglichkeit wird ein „Strahlungszentrum" dimensioniert, und zwar auf Grund der den Fußpunktwiderstand betreffenden Forderungen. Gewinn und Richtdiagramm realisiert man dann durch die Direktoren nach der Theorie der Wellenleiter. Der Fußpunktnennwiderstand kann dabei in gewissen Grenzen konstant gehalten werden.
Als gespeisten Strahler verwendet man in diesem Fall meist einen Strahler, dessen Fußpunktwiderstand ohne parasitäre Elemente etwa in der gewünschten Größe liegt, meist den gestreckten Dipol oder Schleifendipol.
Eine andere Möglichkeit besteht darin, die gesamte Antenne hinsichtlich Strahlungsdiagramm (und damit Gewinn) optimal zu bemessen und die Anpassung beispielsweise durch T-Anpassung oder in einer anderen der oben beschriebenen Arten herzustellen.
Die Forderungen betreffs Fußpunktwiderstand und Strahlungsdiagramm lassen sich jedoch fast immer zu einem guten Kompromiß zusammenfassen bzw. schließen sich nicht gegenseitig aus.
Diese Tatsachen haben dazu geführt, daß bei den heute üblichen Antennen fast ausschließlich ein Schleifendipol als gespeistes Element zu finden ist, da sie für einen Fußpunktwiderstand von 240 Ω vorgesehen sind (60-Ω-Anschluß durch Symmetrier-Transformierglied). Andere Transformationsarten am Dipol sind aus diesen Gründen nicht erforderlich. Sie sind meist auch teurer in der Herstellung als Schleifendipole.

Literatur

[1] Uda and Mushiake: Yagi-Uda Antenna. Sendai, Japan; Sasaki Printing and Publishing Co., Ltd, 1954

[2] Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, II. Band. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde, 1953

[3] Rothe/Spindler: Antennenpraxis. VEB Verlag Technik, Berlin

Transistorverstärker mit 100 MΩ Eingangswiderstand

Dipl.-Ing. R. SCHRÖDER

Für Transistorverstärker mit hohem Eingangswiderstand wird im allgemeinen die Kollektorschaltung angewendet. Der Eingangswiderstand kann aber auch relativ groß werden, wenn man bei kleinem Emitterstrom arbeitet. Beim Germaniumtransistor setzt hier der Reststrom mit seiner Temperaturabhängigkeit sehr schnell eine Grenze. Der Siliziumtransistor ist weit besser geeignet, sein Reststrom ist um einige Zehnerpotenzen kleiner. Allerdings muß er bei sehr kleinem Strom noch eine genügend hohe Verstärkung aufweisen.
Wird z. B. ein Transistor, der bei einem Emitterstrom von $I_E = 5\,\mu A$ noch eine Stromverstärkung von $\beta = 30$ hat, in Emitterschaltung betrieben, so beträgt sein NF-Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang

$$\frac{1}{y_{11E}} \approx \frac{\beta \cdot U_T}{I_E} = \frac{30 \cdot 26\,mV}{5\,\mu A} \approx 160\,k\Omega$$

Einstufige Kollektorschaltung

Der Eingangswiderstand des in Kollektorschaltung betriebenen Transistors wird im wesentlichen vom Lastwiderstand und von der Stromverstärkung bestimmt. Es gilt die Beziehung

$$\frac{1}{y_{11K}} \approx \frac{1+\beta}{y_L} + \frac{1}{y_{11E}}$$

Die Größe des Lastwiderstandes ist von der verfügbaren Batteriespannung und vom Emitterstrom abhängig. Für die zulässige Batteriespannung ist das Ausgangsverhalten des Transistors maßgebend. Im gesperrten Zustand darf die Spannung über Kollektor und Emitter die maximal zulässige Kollektorspannung nicht überschreiten. Außerdem darf die maximal zulässige Verlustleistung nie überschritten werden. Diese Gefahr besteht nur, wenn mehrere Transistoren durch direkte Kopplung in Reihe geschaltet werden (Darlingtonschaltung); weil dann der Lastwiderstand relativ klein wird.
Silizium-Planartransistoren besitzen je nach Typ Kollektorsperrspannungen bis zu 100 V. Darunter sind Exemplare, die bei 5 μA Emitterstrom noch eine Stromverstärkung von 30 besitzen (Bild 1). Der normale Arbeitspunkt des Transistors kann bei wenigen Volt Kollektor-Emitter-Spannung liegen (z. B. 10 V), so daß im Ruhezustand fast die gesamte Batteriespannung über dem Lastwiderstand abfällt. Die Größe des Lastwiderstandes errechnet sich in diesem Falle zu

$$R_L = \frac{U_{Batt} - U_{CE}}{I_E} = \frac{90\,V}{5\,\mu A} = 18\,M\Omega$$

Damit ergibt sich theoretisch die Größe des Eingangswiderstandes der Kollektorstufe zu

$$R_{in} \approx R_L \cdot \beta = 18\,M\Omega \cdot 30 = 540\,M\Omega$$

Diese Größe kann praktisch nicht realisiert werden, weil der Lastwiderstand durch die Anschaltung der folgenden Stufe belastet und in seiner effektiven Größe reduziert wird, und weil parallel zum Eingang der Kollektorstufe

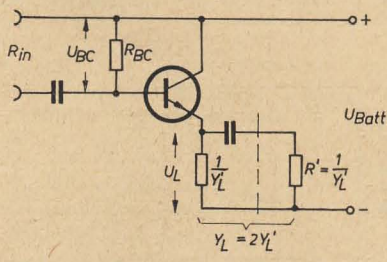


Bild 2: Kollektorstufe mit Belastung durch den Eingangswiderstand der folgenden Stufe

ein Widerstand zur Einstellung des Arbeitspunktes gelegt werden muß. Bild 2 zeigt eine Kollektorstufe mit Belastung durch den Eingangswiderstand der folgenden Stufe.
Auf eine zusätzliche Stabilisierung des Arbeitspunktes kann hier verzichtet werden, sie würde den Eingangswiderstand erheblich herabsetzen. Auch von Gegenkopplungen wurde abgesehen, sie vermindern den Eingangswiderstand der Kollektorschaltung ebenfalls. Zur Berechnung optimaler Betriebsbedingungen einer Kollektorstufe müssen einige Voraussetzungen festgelegt werden, die für die meisten Anwendungsfälle erfüllt sind:
Die folgende Stufe sei so an die erste angekoppelt, daß ihr Eingangswiderstand gleich $1/y_L'$ ist, also $y_L = 2\,y_L'$.
Die Gleichspannungen sind $U_{Batt} \approx U_{BC} + U_L$ (U_{BE} wurde vernachlässigt).
Nun ist

$$I_B \approx \frac{I_E}{\beta}$$

$$R_{BC} = \frac{U_{BC}}{I_B} \approx \frac{U_{BC}\,\beta}{I_E}$$

und

$$y_L' = \frac{I_E}{U_L}$$

$$y_L = 2\,\frac{I_E}{U_L}$$

Ferner gilt

$$\frac{1}{y_{11K}} = \frac{1+\beta}{y_L} + \frac{1}{y_{11E}} \approx \frac{\beta}{y_L} = \frac{\beta\,U_L}{2\,I_E}$$

$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{R_{BC}} + \frac{1}{y_{11K}} = \frac{I_E}{\beta\,U_{BC}} + \frac{2 \cdot I_E}{\beta\,U_L}$$

$$= \frac{I_E}{\beta}\left(\frac{1}{U_{BC}} + \frac{2}{U_L}\right)$$

wobei $U_{BC} + U_L = U_{Batt} = \text{const.}$ ist.
Diese Funktion hat ein Minimum und somit R_{in} ein Maximum bei

$$U_{BC} = \frac{U_L}{\sqrt{2}}$$

In diesem Falle ist

$$U_{Batt} = \frac{U_L}{\sqrt{2}} + U_L$$

$$U_L = \frac{\sqrt{2}}{1+\sqrt{2}}\,U_{Batt}$$

und

$$R_{in} \approx \frac{\beta}{I_E} \cdot \frac{U_L}{3{,}4} \approx \frac{\beta}{I_E} \cdot \frac{1}{6}\,U_{Batt}$$

Mit den Werten des Beispiels ($\beta = 30$, $I_E = 5\,\mu A$, $U_{Batt} = 100\,V$) erhält man

$$R_{in} = \frac{30}{5\,\mu A} \cdot \frac{1}{6} \cdot 100\,V = 100\,M\Omega$$

Messungen am praktischen Aufbau eines mehrstufigen Verstärkers, der als Eingangsstufe die oben berechnete Schaltung enthielt, bestätigten die Richtigkeit dieser Rechnung.
Die obere Grenzfrequenz einer sehr hochohmigen Kollektorschaltung liegt naturgemäß recht niedrig. Sie wird von der Zeitkonstanten des Einganges bestimmt, die sich aus dem Eingangswiderstand und der Parallelschaltung aus Kollektor-Basis-Kapazität und der transformierten Emitter- und Lastkapazität zusammensetzt. Zur Berechnung dieser transformierten Kapazitäten sind y_L und y_{11E} in der Gleichung für R_{in} komplex anzusetzen. Die Eingangskapazität bei 100 MΩ Eingangswiderstand liegt in der Größenordnung von 10 bis 20 pF und setzt sich etwa zu gleichen Teilen aus Kollektor-Basis-Kapazität und den übertragenen Kapazitäten zusammen.

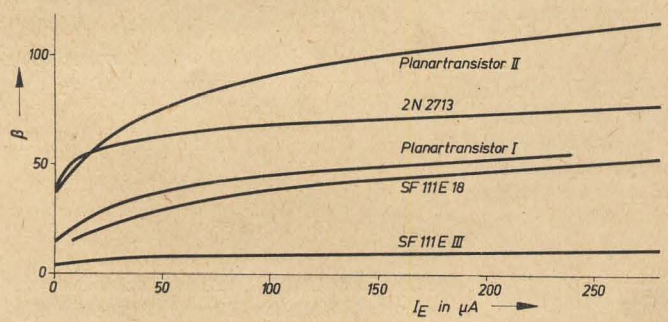


Bild 1: Abhängigkeit der Stromverstärkung vom Emitterstrom für einige Si-Transistoren

Darlingtonschaltung

Die Darlingtonschaltung (Bild 3) stellt eine Form der direkten Kopplung mehrerer Transistoren dar. Ihre Gleichstromverstärkung ist etwas kleiner als das Produkt aus den Einzelstromverstärkungen. Auch hier kommt bei Siliziumtransistoren der Vorteil ihrer geringen Restströme zur Geltung. Der erste Transistor

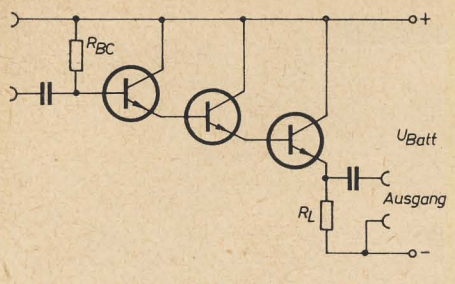


Bild 3: Darlingtonschaltung mit drei Transistoren

muß wieder bei sehr kleinem Strom arbeiten und soll dabei noch eine genügende Verstärkung besitzen. Der Emitterstrom des ersten Transistors ist der Basisstrom des zweiten usw.
Die Transistoren einer praktisch aufgebauten Darlingtonschaltung hatten folgende Werte:

Transistor 1
bei 5 μA Kollektorstrom $\beta = 30$
Transistor 2
bei 150 μA Kollektorstrom $\beta = 50$
Transistor 3
bei 7,5 mA Kollektorstrom $\beta = 60$

Die Gesamtstromverstärkung liegt damit etwas unter 90000.
Bei $U_{Batt} = 100\,V$ beträgt

$$U_L = \frac{\sqrt{2}}{1+\sqrt{2}}\,U_{Batt} \approx 60\,V$$

Daraus ergibt sich der Lastwiderstand zu

$$R_L = \frac{U_L}{I} = \frac{60\,V}{7{,}5\,mA} = 8{,}0\,k\Omega$$

und der Eingangswiderstand wird ohne zusätzliche Last und ohne Berücksichtigung von R_{BC}

$$R_{in}' \approx 90000 \cdot 8\,k\Omega = 720\,M\Omega$$

Mit angepaßter Last (8 kΩ)

$$R_{in} \approx 90000 \cdot \frac{8\,k\Omega}{2} = 360\,M\Omega$$

Der Basisstrom des ersten Transistors ergibt sich zu

$$I_{B_1} \approx \frac{5\mu A}{30} = 167\,nA$$

Damit errechnet sich R_{BC} zu

$$R_{BC} = \frac{40\,V}{167\,nA} = 240\,M\Omega$$

Der gesamte Eingangswiderstand wird also

$$R_{in} = 360\,M\Omega \,||\, 240\,M\Omega = 144\,M\Omega$$

Auch diese Rechnung wurde durch eine Messung recht genau bestätigt. Die obere Frequenzgrenze lag allerdings unter 100 Hz. An Einfachheit ist eine solche Schaltung nicht zu übertreffen; sie ist besonders als Gleichspannungsverstärker bei sehr hohen Quellwiderständen geeignet.
Eine ähnliche Schaltung wurde für eine in der Transistortechnik sonst übliche Spannung (12 V) aufgebaut. Bei 1 kΩ Lastwiderstand betrug der Eingangswiderstand 15 MΩ. Die Grenzfrequenz bei eingangsseitiger Anpassung lag bei 1,6 kHz. Bild 4 zeigt den Verlauf der Grenzfrequenz in Abhängigkeit vom Quellwiderstand. Die Urspannung wurde bei der Messung konstant gehalten.
Nach Bild 5 sind besondere Stabilisierungsmaßnahmen bei Verwendung von Si-Transistoren bis 65 °C nicht erforderlich. Die Leistungsverstärkung weicht im Bereich bis 65 °C nur um ±10% von ihrem Wert bei 15 °C ab. Der Verstärker kann somit bei nicht allzu hohen Ansprüchen für Meßzwecke verwendet werden, z. B. als Transistorvoltmeter.
Zur Vermeidung von Brummstörungen ist auf gute Abschirmung des Gerätes einschließlich

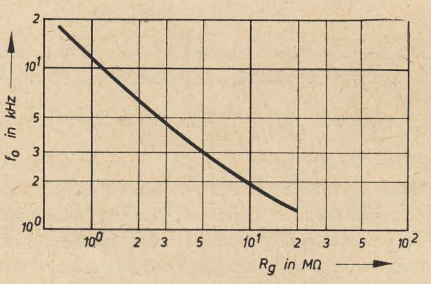


Bild 4: Abhängigkeit der Grenzfrequenz vom Generatorwiderstand

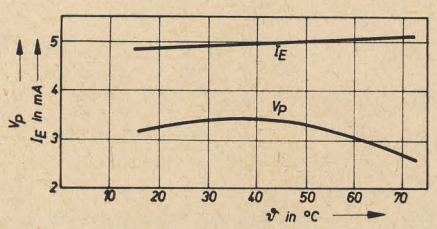


Bild 5: Temperaturgang der Leistungsverstärkung V_P und des Emitterstromes I_E für den gesamten Verstärker nach Bild 3 ($U_{Batt.} = 12\,V$, $f = 50\,Hz$)

Batterien besonderer Wert zu legen. Wird die Stromversorgung dem Netz entnommen, so ist außerdem auf gute Siebung und Vermeidung von Netzeinstreuung zu achten.

Berechnung des Eingangswiderstandes der Kollektorschaltung mit Lastwiderstand aus den Vierpolparametern der Emitterschaltung

Die Kollektorschaltung mit Lastwiderstand stellt eine Kettenschaltung aus Transistorvierpol und Lastwiderstand dar (Bild 6). Die Gleichung für den Eingangswiderstand eines so belasteten Transistors ist in der Literatur angegeben [2]. Sie lautet

$$Z_{in} = \frac{y_{22} + y_L}{\Delta y + y_{11}\,y_L}$$

Hier gelten die Parameter für die Kollektorschaltung. Diese sind aber im allgemeinen in den Kenndaten nicht angegeben; deshalb

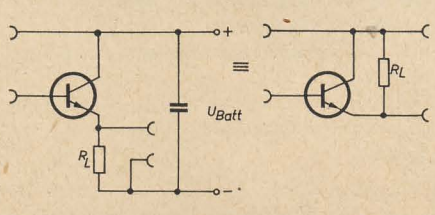


Bild 6: Wechselstrom-Ersatzschaltung einer Kollektorstufe mit Lastwiderstand

müssen sie aus den bekannten Parametern der Emitterschaltung berechnet werden.

$$y_{11K} = y_{11E}$$
$$y_{12K} = -(y_{11E} + y_{12E})$$
$$y_{21K} = -(y_{11E} + y_{21E})$$
$$y_{22K} = y_{11E} + y_{12E} + y_{21E} + y_{22E}$$

Damit wird

$$Z_{in} = \frac{y_{11E} + y_{12E} + y_{21E} + y_{22E} + y_L}{y_{11E}\,y_{22E} - y_{12E}\,y_{21E} + y_{11E}\,y_L}$$

(Die Determinante ΔY ist in Emitter- und Kollektorschaltung gleich).
y_{12E} und y_{22E} können gegen y_{11E} und y_{21E} vernachlässigt werden; ebenso $y_{11E}\,y_{22E}$ und $y_{12E}\,y_{21E}$ gegen $y_{11E}\,y_L$.

$$Z_{in} \approx \frac{y_{11E} + y_{21E} + y_L}{y_{11E}\,y_L} = \frac{1}{y_L} + \frac{y_{21E}}{y_{11E}\,y_L} + \frac{1}{y_{11E}}$$

Wegen $y_{21E}/y_{11E} = \beta$ wird daraus

$$Z_{in} \approx \frac{1+\beta}{y_L} + \frac{1}{y_{11E}}$$

Berücksichtigung der Kapazitäten

Der abgeleitete Eingangswiderstand setzt voraus, daß alle Größen des Transistors und auch der Lastwiderstand reell sind. Das ist aber nicht der Fall; diese Rechnung ist nur bei sehr tiefen Frequenzen zulässig. In Wirklichkeit ist der Kurzschlußeingangswiderstand in Emitterschaltung kapazitiv komplex:

$$\mathfrak{y}_{11E} = g_{11} + j\,\omega\,C_{11}$$

außerdem sei

$$\mathfrak{y}_L = g_L + j\,\omega\,C_L$$

Dann ist für $\beta \gg 1$

$$\mathfrak{y}_{in} = \frac{1}{\mathfrak{z}_{in}} = \frac{1}{\frac{\beta}{\mathfrak{y}_L} + \frac{1}{\mathfrak{y}_{11E}}}$$

$$= \frac{(g_{11} + j\,\omega\,C_{11})\,(g_L + j\,\omega\,C_L)}{\beta\,(g_{11} + j\,\omega\,C_{11}) + (g_L + j\omega\,C_L)} = g_{in} + j\,\omega\,C_{in}$$

Daraus folgt nach einiger Zwischenrechnung und unter der Voraussetzung, daß $g_L \ll g_{11}$ und $C_L \ll C_{11}\,\beta$ ist

$$g_{in} = \frac{g_L}{\beta}$$

$$C_{in} = \frac{C_L}{\beta}$$

Die Kapazität C_{in} bestimmt zusammen mit der Basis-Kollektor-Kapazität und dem Eingangswiderstand g_{in} die Grenzfrequenz der Kollektorstufe.

Literatur

[1] Moortgat-Pick, W.: Ersatzschaltbild und Verstärkungseigenschaften des Flächentransistors. A.E.Ü. 13 (1959) H. 1 S. 33 bis 48, H. 2 S. 82—89
[2] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, IV. Bd. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde
[3] Rusche, Wagner, Weitzsch: Flächentransistoren. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg

Schaltüberspannungen!

Bereits im Heft 18 (1962) wiesen wir auf die oft verhängnisvollen Auswirkungen von „Impulsüberspannungen an kleinen Halbleitergleichrichtern" hin. Derartige Schaltüberspannungen können insbesondere dann auftreten, wenn nahezu unbelastete Transformatoren an Spannung gelegt werden. In der Werkstatt kommt dies häufig beim Prüfen von ausgebauten Netztransformatoren vor. Dabei können dann leicht Meßinstrumente beschädigt werden.

Hierüber wird in der Zeitschrift Radio-Electronics (April 1963) berichtet. Die Ausführungen sind überaus demonstrativ, so daß sie hier auszugsweise wiedergegeben werden sollen.

Der amerikanische Werkstattkollege hatte einen 1000-V-Leistungstransformator zu prüfen. Während er sonst das Voltmeter auf der Sekundärseite einpolig anschloß und beim Anschalten der Primärseite die andere Klemme in der Hand hielt, wich er hier ausnahmsweise von dieser durchaus zweckmäßigen Regel ab, weil er fürchtete, einen elektrischen Schlag zu bekommen. Er verband das Voltmeter zweipolig mit der Sekundärseite, schaltete es auf den 1400-V-Bereich und legte den Transformator ans Netz. Erfolg: Die Werkstattlampen brannten für den Bruchteil einer Sekunde dunkler; der Zeiger des Instrumentes schnellte über die Skala bis zum Endausschlag und aus dem Universalmeter war ein zischendes Geräusch zu hören. Die anschließende Untersuchung des Meßinstrumentes ergab, daß am Bereichsumschalter ein Überschlag aufgetreten war.

Weil der besagte Kollege — wie er selber sagt — ein „ungläubiger Dickkopf" war, wiederholte er den Versuch nochmals in gleicher Weise, schaltete aber den 5000-V-Bereich des Instrumentes ein. Erfolg: Ein Vorwiderstand im Voltmeter löste sich in weißen Puder auf, einige Drahtwindungen der Drehspule wurden verschweißt und am Umschalter zeigten sich wiederum Spuren eines elektrischen Überschlages. Auch das zweite Werkstattvoltmeter war dahin!

Eine oszillografische Untersuchung ergab später, daß beim Einschalten eines leerlaufenden Transformators mit einer Sekundärspannung von nur 100 V Spitzenspannungswerte von 30 kV auftreten können! Die Ursachen für diese oft nicht bekannten Einschaltvorgäne wurden in radio und fernsehen 11 (1962) H. 18 erläutert.

Es seien hier nur noch die Ratschläge aufgeführt, die aus den beobachteten Erscheinungen zu ziehen sind:

1. Voltmeter erst dann anschließen, wenn die Primärseite des Transformators am Netz liegt; die Sekundärseite anfangs mit einem Widerstand von 5 ··· 50 kΩ belasten.

2. Wenn die Leerlaufspannung eines Transformators gemessen werden soll, ist es zweckmäßig, das Voltmeter zunächst einpolig anzuschließen und dann die Primärseite des Transformators ans Netz zu legen. Beim Messen nimmt man die Prüfspitze in eine Hand und steckt die andere in die Tasche.

Electronus

Fachbücher

Klaus K. Streng

NF-Spezialschaltungen des Funkamateurs

Band 42 der Reihe „Der praktische Funkamateur"

Deutscher Militärverlag, Berlin

63 Seiten, 45 Bilder, broschiert 1,90 DM

Unter diesem Titel läßt sich ein umfangreiches Gebiet behandeln, nämlich all das, was über den Rahmen normaler, möglichst linearer Verstärkung von Niederfrequenz hinausgeht. Gerade in der Amateurstation bieten sich hierfür viele Anwendungen. Daß der Titel in die Reihe paßt, kann also nicht bezweifelt werden. Der Amateur findet das Wichtigste über Begrenzer, Kompressoren, Filterschaltungen (soweit sie für ihn von Interesse sind und mit seinen Mitteln realisierbar), Schwellwertschalter u. ä. Positiv hervorzuheben ist auch die Behandlung des Impedanzwandlers sowohl in Röhren- als auch in Transistortechnik.

Der Autor ließ sich bei der Wahl der Beispiele offenbar davon leiten, daß eine stationäre Amateurfunkanlage aus Frequenz- und Leistungsgründen heute noch in den meisten Fällen röhrenbestückt ist und daß sich aus diesem Grunde auch für die „Folgeeinrichtungen" die Verwendung von Röhren anbietet. Außerdem ist auch heute noch sehr vielen Amateuren die Röhre „sympathischer" als der Transistor. Angesichts der in dieser Broschürenreihe sonst üblichen Seitenzahl von etwa 90 empfindet man dennoch ein gewisses Bedauern über die nur so kurz behandelten Schaltungen mit Halbleitern. Ausführlicher hätte z. B. auf die nur angedeuteten Schaltungen auf S. 13 und 15 eingegangen werden können.

Nicht ganz gelungen ist auf S. 26 die Darstellung der Wirkung von Glühlämpchen, die durch ein bedauerliches Versehen als Heißleiter (statt Kaltleiter) deklariert werden.

Zu begrüßen ist die Wiedergabe konkreter Schaltungen zu jedem Gebiet, so daß der erfahrene Amateur in ihnen eine brauchbare Schaltungssammlung besitzt. Erfahren muß er aber jedenfalls sein (und ein Anfänger wird

Aus

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektro akustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 8 (1964)

■ **Dimensionierung statischer Steuerschaltungssysteme in Transistortechnik**

Es werden Formeln für die Dimensionierung statischer Steuerschaltungssysteme unter Berücksichtigung der Toleranzen aller Bauelemente und der Betriebsspannungen abgeleitet. Von einer beliebigen Widerstandsreihe ausgehend, gelangt man zur optimalen Dimensionierung des gewünschten Steuerschaltungssystems.

■ **Die elektronische Dämpfung der Spiegelfrequenz mit Mehrgitter-Mischröhren im Kurzwellen- und UKW-Bereich**

Es wird gezeigt, daß das Verhältnis der ZF-Spannungen von unterer Empfangs- zu oberer Spiegelfrequenz um den Faktor 3 bis über 5 über das durch die Vorselektion gegebene Verhältnis hinaus weiter verbessert werden kann. Das geschieht durch Ausnutzung laufzeitbedingter Vorgänge in einer Mehrgitter-Mischröhre mit einer RC-Kombination vor dem Steuergitter und hochohmigem Gitterableitwiderstand.

■ **Einige Möglichkeiten zur Genauigkeitserhöhung bei der Messung kleiner Leitwerke mit dem koaxialen Komparator nach Thurston**

Es werden Möglichkeiten gezeigt, die dann eine Verbesserung der Meßgenauigkeit erlauben, wenn kleine Leitwerte mit dem koaxialen Komparator nach Thurston gemessen werden sollen. Nimmt man das Blindnormal für den Feinabgleich zu Hilfe, dann sind relativ genaue Messungen des Wirkanteils von H_{12}- und H_{22}-Vierpolparametern bei Transistoren möglich.

■ **Der Doppelschleifen-Komparator**

Es wird ein neues Gerät zur Messung der Parameter passiver und aktiver Vierpole beschrieben, das nach dem Prinzip des Thurston-Komparators arbeitet, aber im Gegensatz zu diesem einen weit größeren Meßbereich besitzt. Der Frequenzbereich entspricht etwa dem des Thurston-Komparators.

■ **Verfahren zur Messung des Phasenwinkels, Teil II**

■ **Untersuchung von Störstellen im Magnetband**

In einem Überblick über das Problem der Störstellen im Magnetband wird auf Art, Ursache und Störwirkung der Störstellen näher eingegangen. Die bekannten Systeme zur Prüfung von Magnetbändern auf ihre Störstellenfreiheit hin werden ergänzt durch einen Differentialkopf, dessen Wirkungsweise beschrieben wird.

■ **Kenndaten und Meßtechnik der Ferritkerne von Zeilentransformatoren**

An Ferritkerne von Zeilenausgangstransformatoren in Bildwiedergabegeräten sind außerordentlich hohe Anforderungen zu stellen. Zur Qualitätsbeurteilung dieser Ferritmaterialien werden die wirksame Permeabilität und die totalen Kernverluste bei der Arbeitstemperatur des Kernes herangezogen. Der vorliegende Aufsatz nennt die Gesichtspunkte zur Wahl dieser Kennwerte und gibt eine Meßanordnung zu ihrer Erfassung an.

■ **Ein neuartiges UV-Meßgerät nach dem Filter-Differenzverfahren Teil I**

■ **Rangiermaßnahmen in TF-Netzen, Teil II**

■ **Der 100/150 kW Kurzwellen-Rundfunksender des VEB Funkwerk Köpenick**

■ **Filterkatalog Blatt 5**

auch kaum mit solchen Spezialschaltungen beginnen), denn leider konnten einige Zeichenfehler in den Klischees nicht mehr behoben werden. Man entdeckt sie z. B. beim Studium der Bilder 15 (Verbindung U_b — U_a), 16 (Verbindung + — am Schalter und Beschriftung, Punkt bei Katoden), 18 (Unterschrift: 2-Tiefpaß statt Hochpaß). Wenn man aber die Erläuterungen aufmerksam liest, sind diese Fehler nicht tragisch.

Das Literaturverzeichnis zeigt die eingehende Auseinandersetzung des Autors mit dem Stoff. Trotz des bescheidenen Umfanges an Seiten dürfte die Broschüre daher doch noch eine Bereicherung bedeuten für den, der sie zu lesen und auszuwerten versteht, und das wird auf jeden in Sende- und Empfangstechnik bewanderten Funkamateur zutreffen.

Schlenzig

A. G. Iwachnenko

Technische Kybernetik

Einführung in die Grundlagen automatischer, adaptiver Systeme aus der Reihe „Theoretische Grundlagen der technischen Kybernetik"

VEB Verlag Technik Berlin

184 Seiten, 71 Bilder, 6 Tafeln, broschiert 14,— DM

Dieser Band der Reihe stellte eine leicht faßliche Einführung in die selbstoptimierenden Systeme dar, die eine immer größere Bedeutung in der modernen Automatisierungstechnik erlangen. Die einzelnen Systeme werden vom Autor nach der zu optimierenden Größe geordnet dargestellt. Danach gibt es Systeme mit Selbsteinstellung der Eingangssignale, Systeme mit Selbsteinstellung des Arbeitsprogramms, Systeme mit Selbständerung linearer Systemparameter, Systeme mit Selbständerung nichtlinearer Systemparameter und Systeme mit Selbständerung der Struktur. Einige dieser Systeme registrieren und werten die Ergebnisse vorangegangener Versuche aus, so daß wir hier auch die ersten Anfänge von lernenden Automaten haben.

Die Darstellung ist nicht so stark mathematisch wie die der anderen Titel der Reihe „Theoretische Grundlagen der technischen Kybernetik". Es werden in erster Linie die technischen Möglichkeiten bei der Konstruktion und Anwendung adaptiver automatischer Systeme gezeigt und an Beispielen erläutert. Der besondere Wert des Buches liegt in der Systematisierung der Systeme, und dies war auch der Anlaß zur Aufnahme in die sonst stark mathematisch ausgerichtete Reihe.

Neuerscheinungen des VEB Verlag Technik

Kurt Ahner und Bernd Bode

Elektronische Datenverarbeitung in der Ökonomie

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK Band 19

76 Seiten, kartoniert 4,80 DM

Heinz Dittmann

Kennwertermittlung von Regelstrecken und Regelgeräten

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK Band 20

80 Seiten, kartoniert 4,80 DM

Wolfgang Fritzsch

Grundlagen der elektrischen Antriebsregelung

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK Band 18

64 Seiten, kartoniert 4,80 DM

A. G. Iwachnenko

Technische Kybernetik

Einführung in die Grundlagen automatischer, adaptiver Systeme

Übersetzung aus dem Russischen

184 Seiten, 68 Bilder, kartoniert 14,— DM

Achim Sydow

Programmierungstechnik für elektronische Analogrechner

284 Seiten, zahlreiche Bilder, Kunstleder 32,— DM

PGH „FUNKTECHNIK"
Dresden N 6, Obergraben 6
Fernruf: 53074

Lautsprecher-Spezialwerkstatt

Reparaturen aller Fabrikate und Typen bis 40 W

Lautsprecher-Reparaturen
aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, Arnstadt/Thür.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

Rundfunkmechaniker
22 J., mit FS-Zusatzprüfung und Fahrerlaubnis I u. IV, wünscht nach Beendigung des Grundwehrdienstes (Herbst 64) neue Arbeitsstelle; mögl. Raum Berlin oder nördlich von Berlin.
Zuschr. unter KRF 840 an Dewag-Werbung Berlin N 54

Verkaufe
Oszillograf (Meisterstück)
10 cm ∅, Y 5 Hz – 10 MHz, X 0 – 600 kHz, Zeitbasis 3 Hz – 150 kHz, Trigger, Kalibr. für Zeit und Ampl., Preis 3000,— DM.
KRF 830 Dewag-Werbung Berlin N 54

Junger Rundfunk- und Fernsehmechaniker
in ungek. Stellung, Fahrerl. Kl. I u. IV, wünscht neuen Wirkungskreis. Umgebung Berlin bevorzugt.
Ausführl. Angeb. unter 1410 an DEWAG-WERBUNG, Herzberg/Elster, Ernst-Thälmann-Straße 5

Rundfunkmechaniker-Meister mit FS-, Tonband- u. Transistor-Zusatzprüfg., in ungek. Stellung, sucht neuen Wirkungskreis. Übernahme einer geeign. Werkstatt auf Rentenbasis oder Pacht. Evtl. Leiter eines Dienstleistungsbetriebes.
Off. u. 650 Dewag Magdeburg

Verkaufe **„Funktechnik"**
Jahrg. 1948-62, kompl., 360,– DM
Zuschriften unter 68 596
Dewag-Werbung, Dresden N 6

Auch Kleinanzeigen haben große Wirkung!

Die Handwerkskammer des Bezirkes Halle
richtet eine
Meisterschule auf dem Gebiete des
Rundfunkmechanikerhandwerks
(Elektronik) ein, die am **1. September 1964** eröffnet wird.

In ganztägigen Kursen wird in einem Zeitraum von 4 Monaten das gesamte Gebiet der Meisterprüfung (Prüfungsteile A, B und C) unterrichtet. Als Dozenten stehen bewährte Fachkräfte zur Verfügung, die **Berufsangehörige in allen Gebieten des Rundfunkmechanikerhandwerks und in der Fernsehtechnik in Theorie und Praxis unterweisen.**
Die Lehrgänge werden mit der Meisterprüfung im Rundfunkmechanikerhandwerk (Elektronik) abgeschlossen.
In einem weiteren Zusatzlehrgang von 4 Wochen ist es möglich, sich das erforderliche Wissen zur Ablegung der Zusatzprüfung in der Fernsehtechnik zu erwerben.
Für die praktische und theoretische Ausbildung steht eine neu eingerichtete Werkstatt mit modernsten Übungs-, Meß- und Prüfeinrichtungen zur Verfügung.
Anmeldungen unter Beifügung eines ausführlichen Lebenslaufes über die berufliche Entwicklung sind zu richten an die

Handwerkskammer des Bezirkes Halle,
Gräfestraße 24, Meisterschule

Aus der Reparaturpraxis

Servicehinweise für den TV-Empfänger „Start"

Zeile fällt zeitweise aus

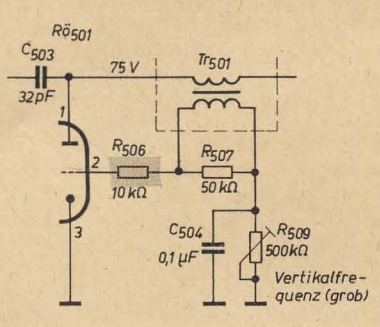
Spannungsmessungen im Horizontalgenerator gaben keinen Aufschluß über den Fehler. Erst durch die Impulsverfolgung konnte der Fehler näher eingekreist werden. Am Meßpunkt 10 war der Impuls verzerrt. Eine Untersuchung des Widerstandes R_{413} und der Kondensatoren C_{409} und C_{410} ergaben, daß C_{409} einen Feinschluß hatte.

Bild und Zeile synchronisieren nicht

Diese Erscheinung ist typisch für einen Fehler im Amplitudensieb. Spannungsmessungen ergaben, daß an der Anode des Pentodensystems eine zu geringe Spannung war. Die Ursache hierfür war der defekte C_{403} (Schluß).

Bildhöhe reicht nicht

Bei diesem Fehler wurde die Ursache bei R_{604} und R_{611} vermutet. Dies war aber nicht der Fall. Auch ein Röhrenwechsel führte zu keinem Erfolg. Die Spannungen an beiden Röhren waren normal. Eine eingehende Untersuchung des Bildgenerators ergab, daß R_{506} hochohmig geworden war.

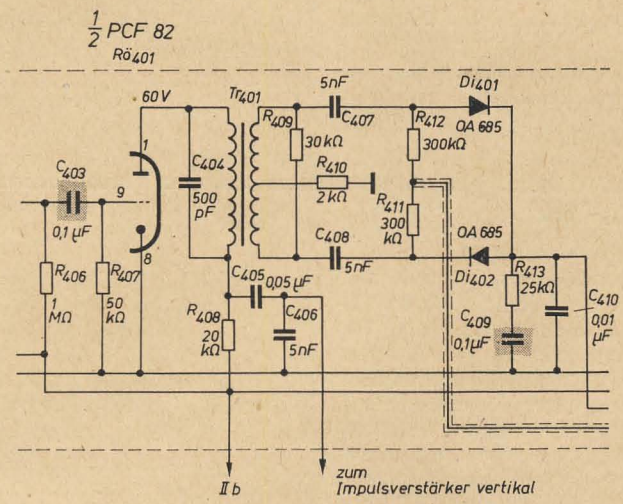


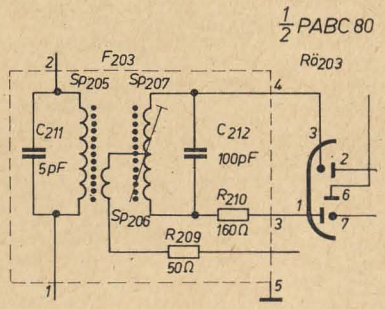
Ton brummt stark

Die Lautstärke dieses Brummens ließ sich nicht mit dem Lautstärkeregler regeln. Der Fehler mußte also in der Endstufe liegen. Das Brummen trat sogar bei stillgelegter Endstufe auf. Beim Ziehen der Bildgeneratorröhre (!) ließ das Brummen sofort nach. Es mußte sich um einen Schluß der Sekundärseite des Tonausgangstrafos mit einem Bauteil des Bildgenerators handeln. Beim Anschalten eines zweiten Lautsprechers ergab sich, daß dieser nicht brummte. Wurde der Lautsprecher abgelötet, erschienen auf dem Bild die Bildrücklaufimpulse. Der Fehler war schließlich das Fehlen der Masseverbindung von Tonausgangstrafo und Bildausgangstrafo, die beide an einen Punkt geführt waren, der keinen Kontakt mit Masse hatte.

Ton zu leise

Der Ton war zu leise und verbrummt. Die Spannung am Meßpunkt 4 war viel zu niedrig.



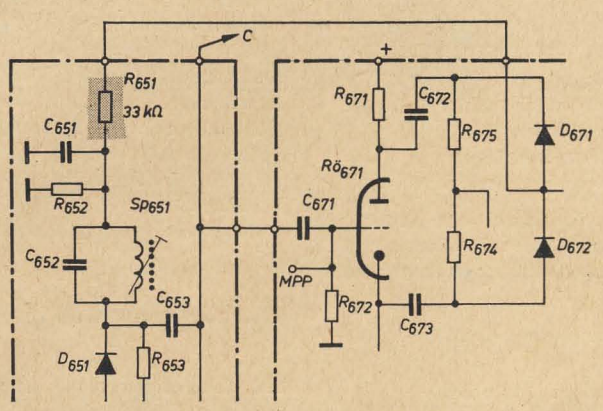


Ein Röhrenwechsel führte nicht zum Erfolg. Die Spannung schwankte. Eine Überprüfung des Ratiodetektors ergab einen fehlerhaften Kondensator C_{212} 100 pF.

Albrecht Marg

Fehler im Frequenzdiskriminator des „Stadion"

Nach einer Betriebszeit von etwa drei bis vier Stunden begann sich das Bild nach links zu verschieben. An der rechten Seite entstand ein schwarzer Rand, der sich mit dem regelbaren Katodenwiderstand R_{677} 2,5 kΩ nicht wegregeln ließ. Nach Kurzschließen des Meßpunktes MPP konnte ein kurzzeitiger Gleichlauf eingestellt werden. Auch bei stärkerer Auswanderung ließ sich durch Kurzschluß des Meßpunktes MPP ein Gleichlauf erkennen. Der Fehler mußte also im Frequenzdiskriminator der Zeilenfangautomatik liegen. Eine Untersuchung des Spannungsteilers R_{651} 33 kΩ, R_{652} 1 MΩ ergab, daß der 33-kΩ-Widerstand hochohmig geworden war.



Gerhard Schulz

Aus Rafena-Information für den Fernseh-Service

Kontrastregelung

In den Schaltungsunterlagen für die Geräte „Stadion" und „Turnier" ergeben sich folgende Änderungen:
Die Anschlüsse am Kontrastregler sind abweichend von der in den ausgegebenen Schaltungsunterlagen gegebenen Darstellung nach den Bildern 1 und 2 zu ändern.

Auswechseln des Kanalwählers im „Stadion"

Im neuen „Stadion"-Kanalwähler ist das ZF-Filter Sp_{305} nicht mehr enthalten. Bei erforderlichem Auswechseln eines Kanalwählers

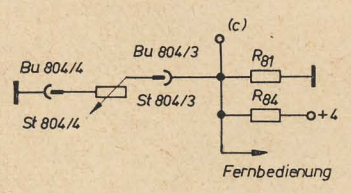


Bild 1

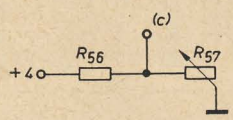


Bild 2

in einem Gerät, in dem original ein Kanalwähler alter Ausführung enthalten ist, ist folgendes zu beachten:
C_{401} wird geändert von 80 pF in 40 pF. In Reihe mit der Seele der abgeschirmten Leitung, die vom Umschalter zum ZF-Eingang führt, wird ein Kondensator von 56 pF geschaltet. Der Kanalwähler neuer Ausführung ist an dem fehlenden ZF-Filterbecher zu erkennen.

Empfängernumerierung

Die Numerierung der einzelnen „Turnier"-Typen gibt Auskunft über die Art der Eingangsteile, also Kaskode- oder Gitterbasistuner, über die Bildgröße und über die Geräteausführung, also ob Tisch- oder Standgerät.
Geräte mit Kaskodetuner haben dabei eine Numerierung unter 10; Geräte mit Gitterbasistuner haben eine Numerierung zwischen 10 und 20;
„2" als letzte bzw. einzige Ziffer bedeutet:

43-cm-Bildröhre;
„4" als letzte bzw. einzige Ziffer bedeutet:
47-cm-Rechteckbildröhre;
„6" bedeutet 53-cm-Bildröhre;
„8" bedeutet 59-cm-Rechteckbildröhre.

Standgeräte werden durch eine dreistellige Zahl gekennzeichnet, wie z. B. „Turnier 116". Die Gerätenummer „116" sagt also folgendes aus:

dreistellige Zahl
= Standgerät

Numerierung zwischen 10 und 20
= bestückt mit Gitterbasistuner

Ziffer 6 als letzte Zahl
= bestückt mit 53-cm-Bildröhre

Für den Inlandbedarf werden in diesem Jahr die „Turnier"-Typen Turnier 6, Turnier 12, Turnier 14, Turnier 16 und Turnier 116 hergestellt.

„Gardinen"-Bildung

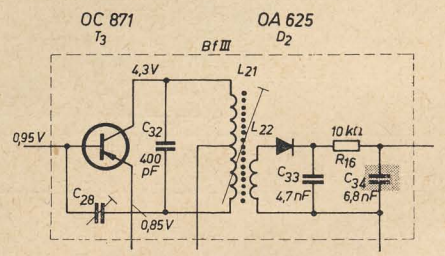
In letzter Zeit sind Klagen über sogenannte „Gardinen" im Bild gekommen.
Es ist zu unterscheiden zwischen sofort bzw. plötzlich auftretenden Streifen, die auch ohne Modulation unverändert vorhanden sind, und Streifen, die nach längerer Betriebszeit des Gerätes auftauchen.
Die zuerst genannte Art kann bei „Turnier" auf eine fehlerhafte Diode Gr_2 OA 705, die wahrscheinlich einen zu geringen Sperrwiderstand hat, zurückgeführt werden. Ergibt jedoch die Untersuchung, daß diese Diode in Ordnung ist, müssen R_{604} und C_{604} am Zeilentrafo überprüft werden. Gegebenenfalls müßte der günstigste Wert des Kondensators C_{604} mittels eines Hartpapierdrehkos festgestellt werden.
Die zweite Art von Streifenbildung, die außerdem abhängig von der Modulationstiefe ist, kann durch Parallelschaltung eines Papierkondensators von 0,1 µF zum Siebelko für die HF/ZF-Plusschiene beseitigt werden.
Beim „Turnier" ist dies die Plusschiene + 4. Hier muß der 0,1-µF-Kondensator parallel zu C_{10} geschaltet werden. Beim „Stadion 2/2 Z" liefert + 5 die Betriebsspannung für HF- und ZF-Teil; demnach müßte dieser Kondensator im Bedarfsfall parallel zu C_{11} geschaltet werden.

Information Heft 1 (1964)

Auf Seite 26 von radio und fernsehen wurden Änderungen der Zeilenendstufe im „Start A" gegeben. Zur Aufteilung des R_{644}-Schichtwiderstandes 820 kΩ in zwei Widerstände R_{636} 220 kΩ und R_{637} 270 kΩ (Bild 4) muß ergänzend gesagt werden, daß dieser Änderung der Einsatz des Bildausgangsübertragers 1171.106-07001 Bv („Turnier") im „Start" vorausging. Wird diese Aufteilung bei Geräten mit „Start"-Bildausgangsübertrager vorgenommen, gibt es Schwierigkeiten mit der Bildamplitude. In diesem Fall muß der Wert von etwa 800 kΩ beibehalten werden.

Prasseln und danach gänzliches Aussetzen des Tones beim Taschenempfänger „T 100"

Zuerst wurde der NF-Verstärker von der Tonabnehmerbuchse ab überprüft. Das Multivibratorsignal war voll da, d. h., der NF-Verstärker arbeitete normal. Mit einem Signalverfolger wurden die ZF-Signale überprüft. Die beiden ersten Filter arbeiteten normal. Im Filter Bf. III jedoch, hinter dem 10-kΩ-Widerstand, fehlte das Signal, obwohl es hinter Di_2 noch vorhanden war. Als Fehlerursache kamen nur zwei Bauelemente in Betracht; entweder war der 10-kΩ-Widerstand hochohmig geworden oder C_{34} hatte Schluß. Durch Nachmessen wurde in C_{34} die Fehlerursache ermittelt. C_{34} zeigte totalen Schluß.



Nach Austausch gegen einen Kondensator gleichen Wertes funktionierte das Gerät wieder normal. *M. Brzybohaty*

Fehler im T 101 durch ausgelaufene Batterie

Ein Transistorempfänger T 101 spielte nur auf KW. Auf MW und LW war kein Empfang möglich. Die obligatorische Überprüfung der Spulenanschlüsse ergab keine Unterbrechung. Spannungen am Transistor T_1 waren vorhanden. Allerdings stieg die Emitterspannung beim Umschalten von KW auf MW etwas an. Es war daher anzunehmen, daß der Oszillator nicht schwingt. Die Einkopplung einer HF-Spannung mit Generator bestätigte die Vermutung. Die Überprüfung aller Bauelemente, Schalterkontakte, Leiterzüge und auch der Spulenwindungen des Oszillatorkreises brachten kein Ergebnis. Der Drehkondensator wurde zunächst nicht überprüft, da das Gerät ja auf KW spielte. Jetzt wurde für den Oszillatorteil des Drehkondensators behelfsweise ein 250-pF-Quetscher angeschlossen. Das Gerät arbeitete jetzt auf allen Wellenbereichen. Eine Messung zwischen Rotor und Stator des Drehkondensators mit Ohmmeter ergab einen Widerstandswert von 50 kΩ. Das Elektrolyt einer ausgelaufenen Batterie hatte die Preßspanisolierung des Drehkondensators durchtränkt und verursachte den niedrigen Isolationswert. *Karl-Heinz Wolf*

Ohrhöreranschluß für das Gerät „T 100/101"

Bei Anschaltung eines magnetischen Ohrhörers vom VEB Funkwerk Kölleda wurde bei einigen Geräten eine NF-Rückkopplung festgestellt. Um dies zu beseitigen, muß bei angeschlossenem Ohrhörer die Gegenkopplung (Widerstand R_{29}) abgeschaltet sein. Dazu ist die bisherige Schaltung des R_{29} (Anschluß an der Sekundärseite des Ausgangstrafos) so abzuändern, daß dieser an den Lautsprecheranschluß gelegt wird, der mit Hülse 2 verbunden ist.

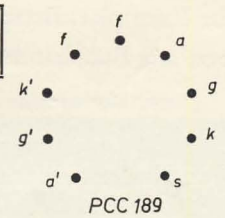
Aus Rundfunkinformationen des VEB Stern-Radio Berlin

Neue Röhrentypen aus den befreundeten Volksdemokratien

MARTIN JANSEN

(Teil 3 und Schluß)

PCC 189



PCC 189

Doppeltriode mit Regelcharakteristik für Kaskode-Eingangsstufen in Fernsehempfängern

Diese Röhre ist ein Paralleltyp zur PCC 88, hat aber eine Regelcharakteristik. Dadurch ist eine bessere Regelung der Kaskodestufe möglich, wobei die Gefahr der Kreuzmodulation verringert ist. Dies hat besondere Bedeutung für TV-Empfänger, die auch für AM-Ton ausgelegt sind (4-Normengeräte), und für Empfangsgebiete mit starken TV-Sendern auf benachbarten Kanälen.

Kenndaten

I_f	0,3	A
U_f	≈7,6	V
U_a	90	V
$-U_g$	1,4	V
I_a	15	mA
S	12,5	mA/V
R_i	2,5	kΩ
$-U_{g\,(S = 625\ \mu A/V)}$	5	V
$-U_{g\,(S = 125\ \mu A/V)}$	9	V

je System

Grenzdaten je System

$U_{a\,max}$	130	V
$-U_{g\,max}$	50	V
$N_{a\,max}$	1,8	W
$I_{k\,max}$	22	mA
$R_{gI\,max}$	1	MΩ
$R_{gII\,max}$	0,5	MΩ
$U_{f/kI\,max}$	80	V
$U_{f/kII\,max}$	180	V

(max. 130 V Gleichspannungsanteil)
System I (Stifte 6, 7 und 8) für Katodenbasisstufe
System II (Stifte 1, 2 und 3) für Gitterbasisstufe

EF 95

HF-Pentode in 7poliger Miniaturausführung

Die EF 95 entspricht dem international viel angewendeten Typ 6 AK 5.

Kenndaten

U_f	6,3	V
I_f	≈0,175	A
U_a	120	V
U_{g2}	120	V
$-U_{g1}$	2	V
I_a	7,5	mA
I_{g2}	2,5	mA
S	5	mA/V
μ_{g2g1}	25	
R_i	0,3	MΩ

Grenzdaten

$U_{a\,max}$	200	V
$U_{g2\,max}$	150	V
$N_{a\,max}$	1,7	W
$N_{g2\,max}$	0,5	W
$I_{k\,max}$	18	mA
$R_{g1\,max}$	1	MΩ
$U_{kf/max}$	120	V

ECH 84

ECH 84

Triode — Heptode für Impulstrennstufen mit Störaustastung und für Sinusoszillatoren

Die ECH 84 wurde für Schaltungen in Fernsehgeräten entwickelt, in denen eine Triode-Heptode mit Vorteil eingesetzt werden kann. Die ECH 81 war hierfür nicht optimal geeignet, da sie speziell für Rundfunkempfänger entwickelt wurde. Die Änderungen der ECH 84 gegenüber der ECH 81 bestehen vor allem in der größeren Steilheit der Triode und in der kürzeren Kennlinie der Heptode ohne Regelcharakteristik.
Die ECH 84 kann für Impulsabtrennstufen verwendet werden, wobei sowohl in der Heptode als auch in der Triode eine Begrenzung erfolgen kann. Auch in der Schaltung als Sinusoszillator läßt sie sich vorteilhaft einsetzen, wobei die Heptode zwischen Schirmgitter, Gitter und Katode als Oszillator schwingt, die Triode als nachfolgender Verstärker arbeitet und die Frequenz mit Hilfe einer Reaktanzstufe am dritten Gitter der Heptode nachgeregelt wird.

Kenndaten

U_f	6,3	V
I_f	0,3	A

Heptodenteil

U_a	135	V
U_{g3}	0	V
U_{g2+4}	14	V
I_a	1,7	mA
I_{g2+4}	0,9	mA
S_{g1}	2,2	mA/V
S_{g3}	0,6	mA/V

Triodenteil

U_a	50	V
U_{g1}	0	V
I_a	3,0	mA
S	3,7	mA/V
μ	50	

Grenzdaten

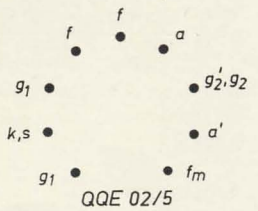
Heptodenteil

$U_{a\,max}$	250	V
$U_{g2\,max}$	250	V
$N_{a\,max}$	1,7	W
$N_{g2+4\,max}$	0,8	W
$I_{k\,max}$	12,5	mA
$R_{g1\,max}$	3	MΩ
$R_{g3\,max}$	3	MΩ
$U_{f/k\,max}$	100	V

Triodenteil

$U_{a\,max}$	250	V
$N_{a\,max}$	0,8	W
$I_{k\,max}$	7	mA
$R_{g\,max}$	3	MΩ

QQE 02/5



QQE 02/5

Doppeltetrode für HF- und UKW-Sender

Die QQE 02/5 ist eine Kleinsenderöhre in 9poliger Miniaturausführung, die wegen ihrer guten HF-Eigenschaften als Verstärker- oder Endstufe sowie als Vervielfacherstufe bis zu Frequenzen von 500 MHz eingesetzt werden kann.
Die Heizung kann mit 6,3 V oder mit 12,6 V erfolgen.

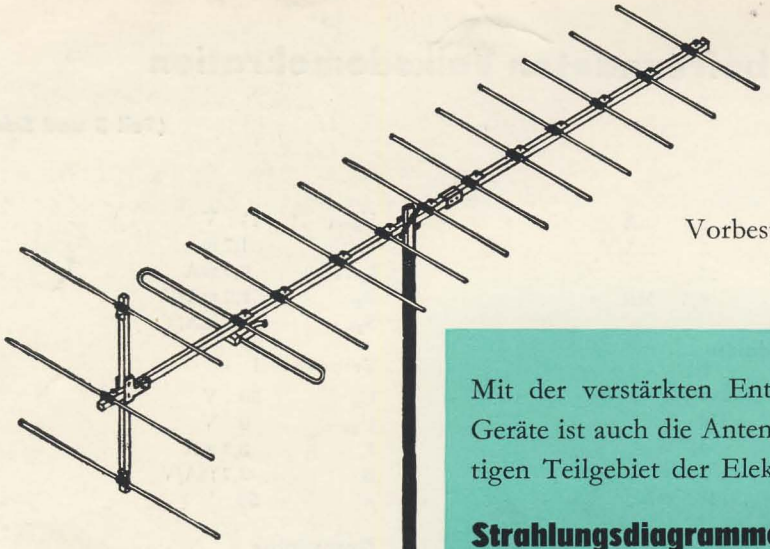
Kenndaten

U_f	6,3	V;	I_f	0,6 A
U_f	12,6	V;	I_f	0,3 A
U_a	150	V		
U_{g2}	150	V		
I_a	25	mA		
S	10,5	mA		
μ_{g2g1}	31			

je System

Grenzdaten

$U_{a\,max}$	250	V
$U_{g2\,max}$	200	V
$-U_{g1\,max}$	100	V
$N_{a\,max}$	2×3	W
$N_{g2\,max}$	3	W
$U_{f/k\,max}$	100	V



Sichern Sie sich durch rechtzeitige Vorbestellung Ihr Exemplar. Bestellungen nehmen bereits jetzt alle Buchhandlungen entgegen.

ROTHE/SPINDLER

Antennen-praxis

204 Seiten

211 Abbildungen, 7 Tafeln

Halbleinen 9,80 DM

Erscheint Ende Juli

VEB VERLAG TECHNIK

BERLIN

Mit der verstärkten Entwicklung und Anwendung elektronischer Geräte ist auch die Antennentechnik zu einem außerordentlich wichtigen Teilgebiet der Elektrotechnik geworden. Begriffe wie

Strahlungsdiagramme, Antennengewinn, Richtwirkung, Anpassung

usw. interessieren in der heutigen Zeit nicht nur die Entwicklungsingenieure und Konstrukteure der Antennenwerke, sondern auch alle diejenigen, die sich in irgendeiner Form beruflich oder in ihrer Freizeit mit der drahtlosen Nachrichtentechnik befassen. Die zunehmende Verbreitung des UKW-Hörrundfunks und des Fernsehempfangs mit ihren immer komplizierter werdenden Zusammenhängen erfordern auch vom Praktiker gut fundierte theoretische Kenntnisse.

In anschaulicher und verständlicher Form behandeln zwei Mitarbeiter des VEB Antennenwerke Bad Blankenburg in diesem Buch das Gebiet der Empfangsantennentechnik von der Einzel- bis zur Gemeinschaftsantennenanlage. Berechnungsformeln ohne Anwendung der höheren Mathematik zur Abschätzung oder Ermittlung von Fehlern und zur Vorausberechnung bzw. Planung von Einzel- und Gemeinschaftsantennenanlagen sollen die praktische Arbeit unterstützen. Die Anwendung dieser Formeln wird in den meisten Fällen durch praktische Berechnungsbeispiele erläutert. Für den fortgeschrittenen Fachmann sind einige theoretische Erläuterungen enthalten, die zum besseren Verständnis antennentechnischer Probleme dienen. Die etwas komplizierten mathematischen Zusammenhänge wurden in kurzer und anschaulicher Form erläutert, so daß auch dem Praktiker ohne Vorkenntnisse in der höheren Mathematik diese Abschnitte zugänglich sind.

Den Vorgängen auf Leitungen wurde besondere Bedeutung beigemessen, da sie in der kommenden UHF-Empfangstechnik eine große Rolle spielen werden.

Die behandelten Antennen und Zubehörteile sind in ihrer Gesamtheit Erzeugnisse unserer volkseigenen Industrie. Der richtigen Auswahl und Anwendung dieser Erzeugnisse wird breiter Raum eingeräumt.

Das Buch ist nicht nur für den praktisch tätigen Fachmann, sondern auch für Studierende zur Vertiefung ihres Wissens bestimmt. Der Amateur sieht, wie er mit einfachen Mitteln anhand von Maßskizzen eine leistungsfähige Antenne herstellen kann.

33103